SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE (GRUPPO SECONDO)

l'antenna LA RADIO

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

XXIII FIERA DI MILANO

N.º 5-6

ANNO XIV
1942 - XX

L. 5.-

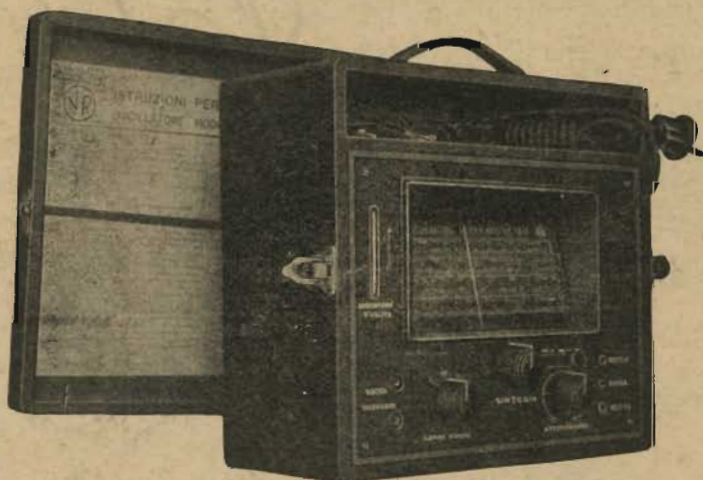
STRUMENTI DI MISURA

VORAX V. U. 10

ULTIMA CREAZIONE

Misuratore della potenza di uscita

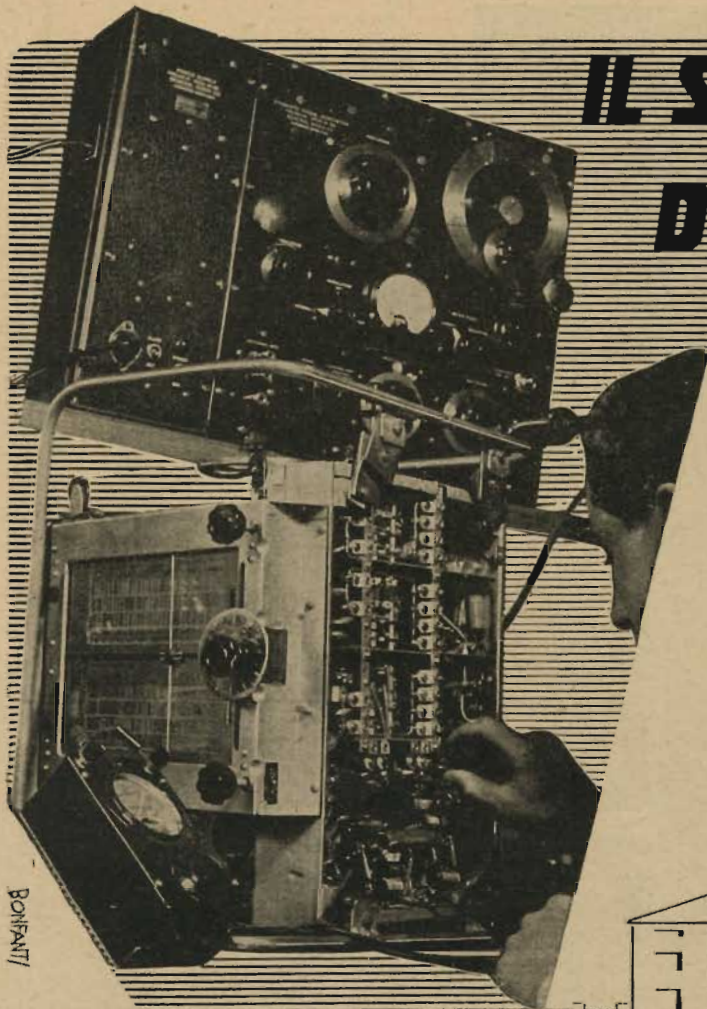
VORAX S. O. 110

Multimetro Universale a bassa ed alta portata

VORAX S. O. 120

Oscillatore Modulato in alternata (Brevettato)

Viale Piave, 14
Telefono 20.405

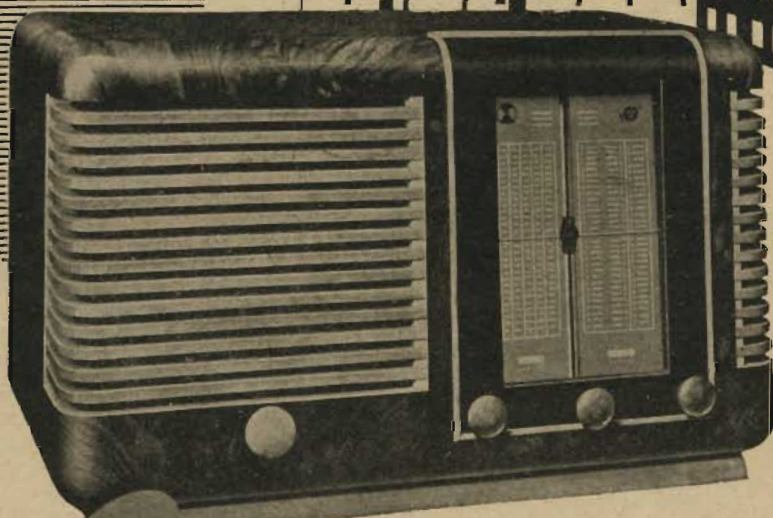
Fiera di Milano
Padigl. Radio
posteggio 2627

L'Ecc. Amicucci guidato dal Gr. Uff. Pesenti visita il posteggio del gruppo
Magneti Marelli

IL SEGRETO
DI UNA
PERFEZIONE
RADIO MARCONI MOD. 1676
Sei valvole più indicatore elettronico di sintonia. Quattro gamme d'onda e quattro espansioni di gamma su onde corte e cortissime. Con un metodo originale si è potuto ottenere: facilità massima di sintonizzazione su onde corte, risultati di chiara audizione finora mai raggiunti.
Qualità di riproduzione del suono. Importanti innovazioni nel campo delle trasmissioni dei suoni, permettono di considerare raggiunto il concetto della fedeltà acustica: eccone derivare una meravigliosa musicalità.
Stabilità degli elementi circuitali. Criteri moderni di compensazione automatica, assicurano un regolare e costante funzionamento dell'apparecchio.
BONFANTI
G Marconi
ESPERIENZA TECNICA
ORGANIZZAZIONE DI LAVORO
COSCENZIOSI CONTROLLI
L. 3885.-
(Escluso abbonam. EIAR)
RADIO G Marconi

ANNO XIV - NUMERO 5 e 6 • MARZO 1942-XX

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

ABBONAMENTI: ITALIA, ALBANIA, IMPERO e COLONIE, Anno L. **45** - Semestre L. **24** - ESTERO, rispettivamente L. **80** e L. **45**

Direzione e Amministrazione: VIA SENATO, 24 - MILANO - Telef. 72.908 - C. P. E. 225-438 - Conto Corr. Post. 3/24227

LIMITAZIONI IN TEMPO DI GUERRA

La soluzione del problema delle valvole

La riduzione dei consumi, ed in modo particolare di ogni superfluo, è in questo tempo dovere assoluto di ogni italiano. La partecipazione dei cittadini allo sforzo che la Nazione compie per giungere più rapidamente alla sicura meta vittoriosa, trova riscontro e si riassume nella conversione che ha indirizzato ogni industria nazionale verso l'aumento della propria capacità produttiva per il potenziamento del Paese in guerra. Ciò che non serve alla guerra può e deve essere trascurato. *Nel campo radioelettrico, come del resto in tutte le altre branche, l'industria nazionale si è adeguata agli imperativi del momento. Fino dall'Agosto* 1941 *su queste pagine* (1) *era stato messo in evidanza quanto critica fosse la situazione industriale e commerciale delle valvole, per la presenza di un esagerato numero di tipi, che i costruttori erano costretti a fornire al mercato.*

Oggi possiamo annunciare che una logica e giusta soluzione è stata adottata a questo riguardo. Accordi intervenuti tra la FIVRE e la totalità dei Costruttori Nazionail di Apparecchi Radio, con il pieno consenso degli Enti Ministeriali e Sindacali, hanno permesso di limitare la costruzione di valvole per apparecchi riceventi a sei soli tipi. Inoltre la FIVRE, di propria iniziativa, ha ridotto i tipi di valvole destinate ai ricambi. E' noto che dei vecchi tipi di valvole moltissimi possono essere sostituiti con i tipi corrispondenti più moderni e di maggior rendimento, operando semplici modifiche alla portata di qualsiasi radioriparatore. Nella maggior parte dei casi per la sostituzione è sufficiente il cambio del vecchio zoccolo con uno del tipo ad otto piedini.

Consideriamo l'iniziativa della FIVRE come la migliore soluzione del problema industriale-commerciale delle valvole e degli apparecchi radio, per il tempo di guerra; essa riscuoterà senz'altro plauso e consenso dovunque. Di fronte ai vantaggi che ne derivano per la Patria in armi, ogni elucubrazione al riguardo, è superflua: per coloro che desiderassero chiarire tale postulato, aggiungeremo che svantaggi ed inconvenienti non vi saranno. L'industria degli apparecchi radio riceventi si orienterà verso costruzioni più economiche, tralasciando di disperdere energie per lo studio e per la fabbricazione di prodotti che oggi sarebbero sotto ogni aspetto inopportuni. Il ricambio di vecchie valvole, grazie alle suindicate facili sostituzioni, sarà fin d'ora pienamente assicurato con valvole più moderne e quindi di maggior soddisfazione degli utenti.

Certi di fare cosa grata ai lettori pubblichiamo una tabella nella quale sono indicate le sostituzioni possibili e le modifiche relative da apportare agli apparecchi; nonchè le norme necessarie per la sostituzione delle valvole aventi 2,5 volt di accensione con le corrispondenti della serie a 6,3 volt di accensione.

★ ★

(1) l'Antenna ; N. 6 - 1941 ; pagg. 85-86
l'Antenna ; N. 7 - 1941 ; pagg. 105-106

SOMMARIO

Norme per la sostituzione delle Valvole a 2,5 volt con altre corrispondenti della serie a 6,3 volt

I vecchi tipi di valvola con accensione del filamento a 2,5 volt possono venire vantaggiosamente sostituiti con valvole di tipo più recente, con accensione del filamento a 6,3 volt.

Le valvole a 2,5 volt venivano adoperate sei o sette anni fa per equipaggiare ricevitori e nella maggioranza dei casi la serie era così composta 2A7 - 58 - 2A6 - 2A5 - 80.

In qualche caso in luogo della 2A5 si adoperava la 47. Meno usati erano i tipi 2B7 - 27 - 57.

Esaminiamo caso per caso le varianti che è necessario eseguire per sostituire questi tipi con gli altri più recenti della serie a 6,3 volt.

a) *Ricevitori con* 2A7 - 58 - 2A6 - 2A5.

In questo caso le valvole da adoperare in luogo delle esistenti sull'apparecchio sono le 6A8G - 6K7G - 6Q7G - 6F6G. Le varianti da eseguire sono:

1° - Cambio degli zoccoli portavalvole esistenti con quelli del tipo « octal ».

2° - Cambio della tensione di accensione da 2,5 a 6,3 volt.

Nessun'altra variante è necessaria in quanto che dal punto di vista elettrico i tipi si corrispondono perfettamente. Delle due varianti accennate la prima è priva di difficoltà e può essere eseguita con la sola guida degli schemi dei collegamenti agli zoccoli delle varie valvole, che sono diffusissimi. La seconda variante invece richiede alcune considerazioni d'ordine pratico.

Se il trasformatore di alimentazione è del tipo non impregnato e facilmente accessibile e smontabile, basterà rintracciare il secondario a 2,5 volt per l'accensione di filamento (secondario che è quasi sempre il più esterno degli avvolgimenti del trasformatore e quindi direttamente rintracciabile senza dover rimuovere gli altri secondari) ed aggiungere alcune spire per ottenere i 6,3 volt richiesti. Si noti che le spire da aggiungere devono essere di filo molto più sottile di quello adoperato per ottenere i 2,5 volt; infatti mentre prima erano necessari 4,35 amp. ora ne sono necessari solo 1,6.

Se il trasformatore di alimentazione è fortemente impregnato ed il secondario di filamento è difficilmente accessibile potrà essere conveniente adoperare un piccolo trasformatore il cui primario è inserito sulla presa a 125 volt del trasformatore di alimentazione ed il secondario a 6,3 volt ed 1,6 amp.; data la piccola potenza richiesta, il trasformatore avrà piccole dimensioni e potrà essere collegato in un punto qualunque del ricevitore.

Se, invece di sostituire tutte le valvole del ricevitore si vorrà sostituire una sola delle valvole dell'apparecchio, si potrà adoperare un piccolo autotrasformatore per elevare la tensione da 2,5 a 6,3 volt per la sola valvola sostituita; in questo caso la potenza del trasformatore sarà ancora ridotta e proporzionata alla potenza di accensione della valvola.

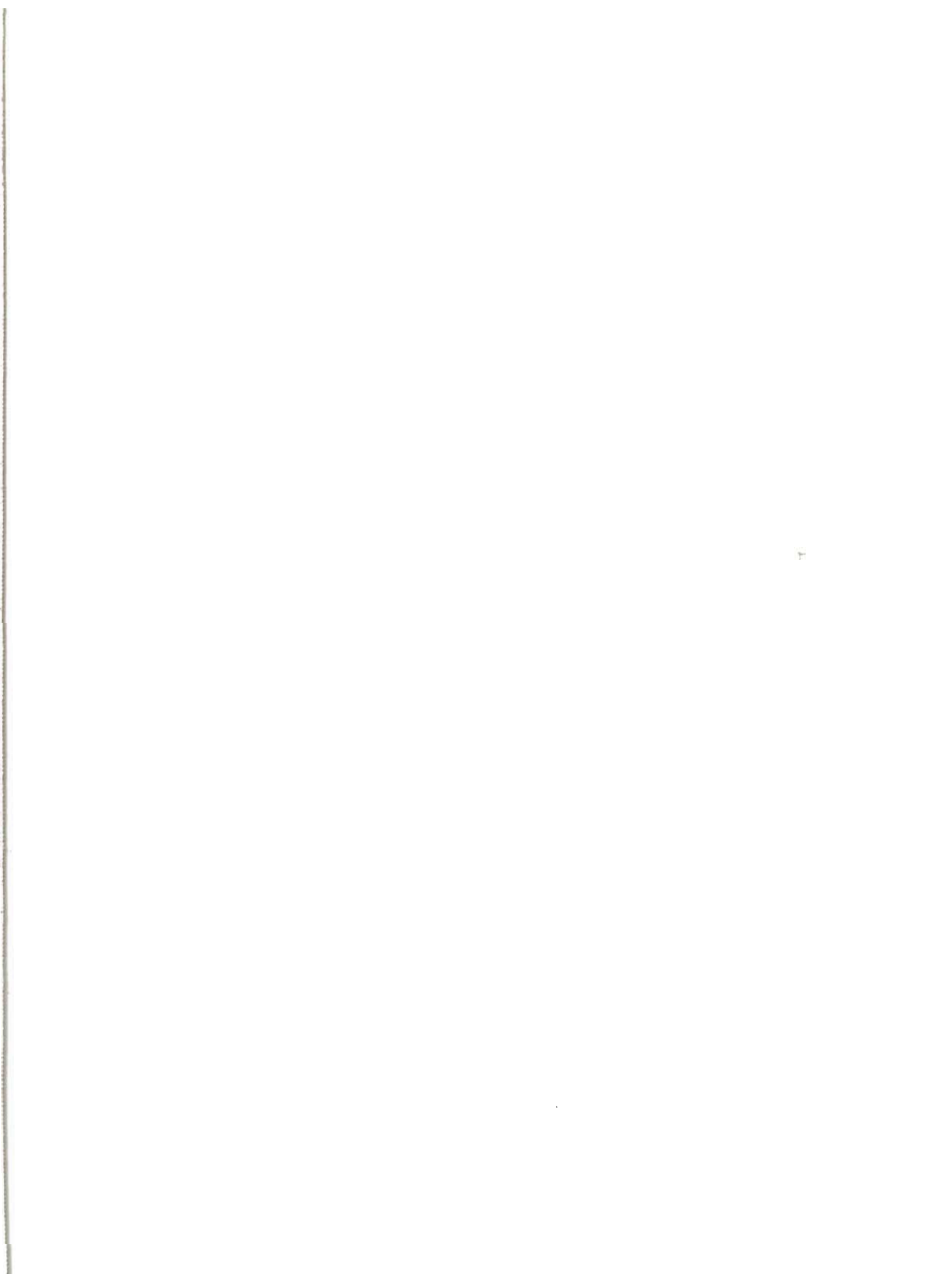
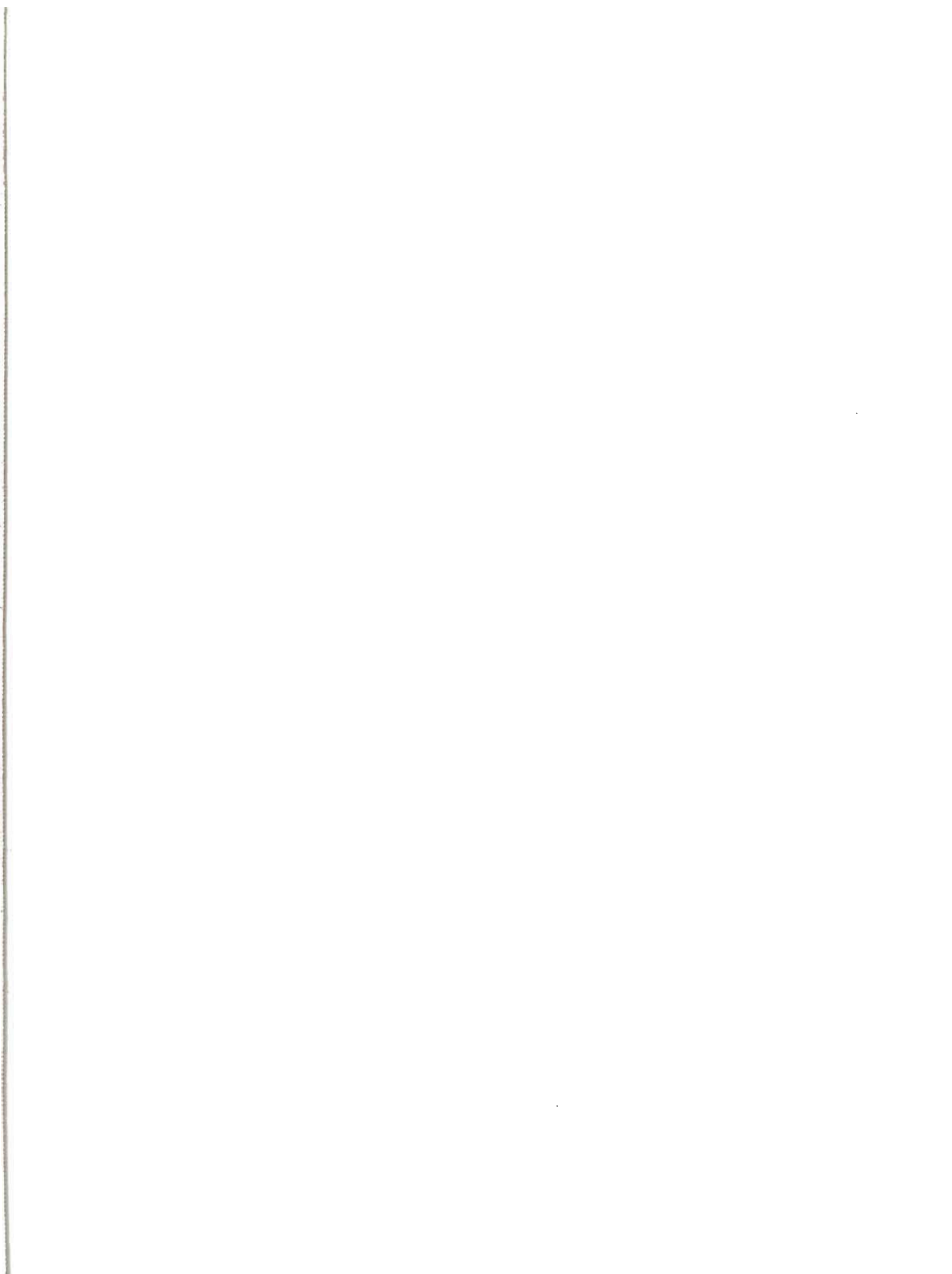
b) - *Stesso tipo di ricevtiori con la* 47 *in luogo della* 2A5.

Essendo la 47 un pentodo a riscaldamento diretto nell'eseguire il cambio dello zoccolo portavalvole dal « 5 piedini » all'« octal » si dovrà tener conto del nuovo collegamento di catodo che è presente nella 6F6G. Perciò si dovrà staccare dal circuito di filamento la resistenza di autopolarizzazione col relativo condensatore di filtraggio ed inserirli nel circuito del catodo della 6F6G. Un capo o meglio il centro del filamento dovrà essere collegato alla massa.

c) - *Sostituzione delle* 2B7 *e* 57.

Questi tipi possono venire rispettivamente sostituiti dai corrispondenti 6B8G o 6BN8G e 6J7G. Le varianti da eseguire sono anche in questo caso unicamente quelle del cambio dello zoccolo portavalvole e della tensione di accensione. Valgono quindi le stesse considerazioni fatte nei casi precedenti.

d) - *Sostituzione dei triodi* 27 *e* 56.

Questi triodi possono essere sostituiti dalla valvola 6J7G usata come triodo, cioè unendo insieme la placca la griglia soppressore e la griglia schermo; il triodo così ottenuto ha però un coefficiente di amplificazione superiore a quelli della 27 e 56, ma quando queste valvole sono impiegate come amplificatrici di B.F. con accoppiamenti a resistenza e capacità le differenze non saranno sentite; se i triodi sono adoperati come oscillatori l'ampiezza dell'oscillazione sarà maggiore e, se è necessario, potrà essere ridotta al valore primitivo, riducendo la tensione anodica con un'opportuna resistenza in serie.

TELEVISIONE (XIV)

I PRINCIPI GENERALI DELLA TELEVISIONE

Prof. Rinaldo Sartori

5016 *Continuazione vedi N. 4.*

Esplorazione con fascio ad alta velocità.

Dato che attualmente gli apparati più diffusi sono senza alcun dubbio quelli in cui l'esplorazione è eseguita con fascio ad alta velocità, cominceremo ad esaminare i fenomeni che si svolgono in questi e supporremo dapprima, come abbiamo detto, che l'immagine ottica sia completamente nera, ossia che il tubo di ripresa non riceva alcun segnale luminoso. In queste condizioni il sistema si può considerare in stato di riposo con i granuli del mosaico scarichi, ossia a tensione zero rispetto alla piastra e quindi anche rispetto alla massa dell'apparecchio, a cui la piastra è collegata.

Supponiamo ora di mettere in funzione il cannone elettronico ed il sistema deviatore. Allora i granuli del mosaico vengono colpiti uno dopo l'altro da un intenso bombardamento di elettroni: quelli costituenti il fascio esploratore. Sotto l'azione di questo bombardamento si determina una emissione di elettroni secondari, i quali risulteranno in numero maggiore di quello degli elettroni primari del fascio esploratore, avendo supposto che il fascio stesso sia del tipo ad alta velocità.

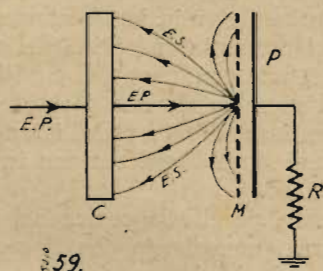



FIG. 59. — *Distribuzione degli elettroni secondari emessi dal mosaico all'inizio del movimento di esplorazione. C = collettore; M = mosaico; P = piastra; E.P. = elettroni primari; E.S. = elettroni secondari.*

Il collettore, avendo tensione positiva rispetto a massa e quindi anche rispetto al mosaico (che è inizialmente a tensione zero), attira questi elettroni secondari. Si vedrà però in seguito che non tutti gli elettroni secondari, emessi dal mosaico, possono raggiungere il collettore; alcuni di essi descrivono traiettorie più o meno curve che li riportano sul mosaico in punti più o meno lontani da quello da cui sono stati emessi (fig. 59). Per ora basterà osservare che la tensione V_c del collettore ha sempre un valore sufficiente (in dipendenza dalla forma del collettore e del mosaico e della loro reciproca distanza) a far sì che inizialmente, finchè la tensione verso massa dei granuli del mosaico è zero o molto prossima a zero, la massima parte degli elettroni secondari, emessi dal mosaico, raggiunga effettivamente il collettore.

In queste condizioni, quando il fascio esploratore inizia il suo movimento, dal mosaico si allontana definitivamente un numero di elettroni (cariche negative) maggiore di quello degli elettroni che vi giungono con il fascio esploratore. In conseguenza i granuli del mosaico assumono una carica elettrica positiva via via crescente con il progredire del movimento di esplorazione, ossia i condensatori formati dai granuli e dalla piastra si caricano, manifestandosi una tensione positiva tra i granuli e la piastra.

Carica e tensione verso massa dei granuli avrebbero tendenza ad aumentare con il tempo, mentre prosegue il movimento di esplorazione; ma naturalmente questo processo non può continuare indefinitamente. Infatti se indichiamo con V_g la tensione verso massa dei granuli, determinata dalla carica che si manifesta su di essi per effetto della

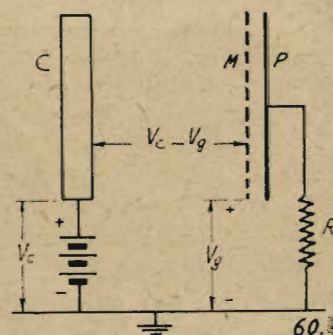



FIG. 60. — *Tensione tra collettore e mosaico. C = collettore; M = mosaico; P = piastra; V_c = tensione del collettore; V_g = tensione dei granuli del mosaico.*

abbondante emissione secondaria, la tensione fra il collettore ed il mosaico risulterà V_c-V_g (fig. 60). Questa tensione va gradatamente diminuendo mano a mano che cresce la tensione V_g e quindi contemporaneamente va diminuendo la forza che sospinge gli elettroni secondari verso il collettore. Al limite, se V_g potesse crescere fino ad uguagliare la tensione V_c del collettore, si annullerebbe la ten-

sione V_c-V_g fra collettore e mosaico e mancherebbe completamente qualsiasi azione orientatrice del movimento degli elettroni secondari.

Ma molto prima di raggiungere questa condizione si osserva che al diminuire della tensione tra collettore e mosaico vanno via via prevalendo le azioni che tendono a rimandare indietro gli elettroni secondari. Esse sono principalmente determinate dalle cariche elettriche che si possono manifestare sulle pareti del bulbo o su altri elementi metallici disposti internamente al bulbo stesso, nonchè dalla carica positiva che si va accumulando sul mosaico. Tali azioni agiscono dapprima effettivamente soltanto sugli elettroni secondari che vengono emessi con direzione fortemente inclinata rispetto al mosaico; ma i loro effetti si estendono ad elettroni sempre meno inclinati, man mano che diminuisce la tensione fra collettore e mosaico (figura 61).

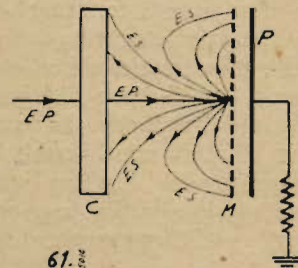



FIG. 61. — *Distribuzione degli elettroni secondari nelle condizioni di equilibrio. Simboli come in fig. 59, con la quale si confronterà la presente.*

In breve, con il progredire del movimento di esplorazione, la corrente del collettore, che inizialmente era dovuta alla quasi totalità degli elettroni secondari, va rapidamente riducendosi, mentre aumenta la corrente dovuta agli elettroni secondari che tornano sul mosaico. In modo perfettamente proporzionale va insieme diminuendo la velocità con cui aumenta la carica del mosaico. Si raggiunge così una condizione di equilibrio, in cui la carica del mosaico rimane costante. Tale condizione si mantiene, dopo i primi istanti, per tutto il tempo in cui dura l'esplorazione in assenza di segnale luminoso.

Naturalmente, perchè la carica del mosaico rimanga costante, nonostante che il coefficiente di emissione secondaria sia maggiore di uno, è necessario che il numero di elettroni che abbandonano il mosaico per raggiungere il collettore sia uguale a quello degli elettroni che il fascio esploratore trasporta sul mosaico stesso. Pertanto, in assenza di illuminazione dopo un brevissimo periodo di assestamento, si stabilisce una condiizone di equilibrio per cui ritorna sul mosaico una parte degli elettroni secondari pari alla differenza tra il numero di quelli emessi complessivamente ed il numero di quelli convogliati dal fascio esploratore.

Dal ragionamento precedente potrebbe sembrare che, in assenza di illuminazione, i granuli del mosaico, raggiunto l'equilibrio, avessero tutti la stessa tensione. Però tale conclusione sarebbe affrettata ed errata. Il rendersene conto è ormai

estremamente facile e, mentre è utile per completare la conoscenza dei fenomeni, è necessario per la comprensione del funzionamento del tubo come convertitore ottico elettrico.

Distribuzione della tensione sul mosaico in assenza di illuminazione.

Riassumendo quanto abbiamo visto in precedenza, si conclude che sul mosaico si possono, almeno idealmente, distinguere tre tipi di corrente:

una corrente primaria I_p, corrispondente al flusso di elettroni (cariche negative) convogliati dal fascio esploratore, la quale raggiunge il mosaico esclusivamente sulla piccola area colpita dal fascio stesso;

una corrente secondaria I_s, corrispondente al flusso di elettroni secondari emessi dal mosaico; essa è diretta in senso contrario alla precedente ma, identicamente alla precedente, abbandona il mosaico esclusivamente dalla piccola area colpita istante per istante dal fascio esploratore;

una corrente diffusa I_d, corrispondente al flusso di elettroni secondari che tornano sul mosaico, la quale verrà per ora supposta distribuita uniformemente su tutta la superficie del mosaico stesso.

Dovremo però anche considerare una quarta corrente: la corrente I_c del collettore, corrispondente al flusso di elettroni secondari che abbandonano definitivamente il mosaico per raggiungere il collettore. Essa è quella che sarebbe misurata da un amperometro inserito nel circuito della batteria che fornisce la tensione al collettore stesso.

Di questi quattro tipi di corrente la corrente primaria I_p dipende, come vedremo, dal tipo del cannone elettronico e dalle tensioni applicate ai suoi elementi. Essa è indipendente dalla tensione V_c del collettore, almeno fino a che questa è contenuta entro i limiti precisati in precedenza e nel caso in cui il fascio esploratore sia del tipo ad alta velocità. Essa coincide praticamente con la corrente catodica del tubo di ripresa, cioè con quella che sarebbe misurata da un amperometro inserito nel circuito catodico del cannone elettronico.

La corrente secondaria dipende invece dalla natura del mosaico e dalla velocità degli elettroni primari. Pertanto per un dato mosaico, fissata la velocità degli elettroni primari, cioè fissate le caratteristiche del cannone elettronico, tanto la corrente primaria I_p, quanto la corrente secondaria I_s rimangono pure fissate e costanti.

Con fascio esploratore ad alta velocità la corrente secondaria è sempre maggiore di quella primaria. Il rapporto I_s/I_p è dell'ordine di qualche unità; nel seguito lo indicheremo con k, ossia porremo:

$$k = I_s/I_p.$$

La corrente del collettore I_c dipende dalla tensione esistente tra il collettore ed il mosaico e cresce al crescere di questa, raggiungendo il massimo valore (di saturazione) quando tale tensione è sufficiente a convogliare verso il collettore tutti gli elettroni secondari. In tali condizioni essa è uguale ad I_s. Nelle condizioni di equilibrio, che permangono indefinitamente finchè dura il movimento di esplorazione dopo il brevissimo periodo di assestamento, la corrente I_c è uguale alla corrente primaria I_p, cioè si ha:

$$I_c = I_p.$$

Finalmente la corrente diffusa I_d varia in senso complementare alla corrente del collettore I_c, in quanto la somma della corrente I_d e della corrente I_c è sempre uguale alla corrente I_s, costante per un dato tubo di ripresa come si è detto. Si ha cioè:

$$I_d + I_c = I_s = k\,I_p.$$

Da quest'ultima relazione si ricava che, nelle condizioni di equilibrio per cui è $I_c = I_p$, si ha:

$$I_d = (k - 1)\,I_p.$$

A complemento di questo quadro si deve aggiungere un'altra osservazione. Il mosaico viene nel suo complesso raggiunto dalla corrente $I_p + I_d$, dovuta all'insieme degli elettroni primari e degli elettroni secondari che tornano indietro; contemporaneamente da esso si diparte una corrente secondaria $I_s = k\,I_p$. Nelle condizioni di equilibrio le due correnti sono uguali. Però, mentre la corrente I_d si distribuisce sull'intera superficie del mosaico le correnti I_p ed I_s interessano soltanto quella piccola area che viene direttamente colpita dal fascio esploratore. E' questo il fatto di cui non si era tenuto conto nell'enunciare le conclusioni affrettate sulla distribuzione della tensione sul mosaico; ed è precisamente per questo fatto che, neppure nelle condizioni di equilibrio la tensione sul mosaico risulta uniforme.

Infatti, essendo I_s maggiore di I_p, ne segue che la regione del mosaico direttamente colpita dal fascio esploratore in un certo istante, e soltanto questa, viene a perdere cariche negative (pari in un secondo alla differenza $I_s - I_p = (k - 1)\,I_p$ tra la totale corrente secondaria e la corrente primaria) e quindi a caricarsi positivamente, mentre il resto del mosaico acquista cariche negative in ugual quantità, essendo in condizioni di equilibrio $I_d = I_s - I_p$. In conseguenza, mentre l'intero mosaico, sotto la pioggia di elettroni corrispondenti alla corrente diffusa, tende ad assumere una tensione negativa verso massa, la regione colpita dal fascio esploratore tende ad assumere una tensione positiva. Si stabilisce così tra tutti i punti del mosaico e quello colpito una tensione di senso tale da spingere gli elettroni verso quest'ultimo lungo la superficie del mosaico. Tale movimento avviene effettivamente cioè sulla superficie del mosaico si manifesta una corrente convergente verso il punto in cui istante per istante arriva la corrente primaria.

I fenomeni ora descritti sono semplicemente rappresentati dal circuito equivalente di figura 62, in cui il senso delle correnti è segnato in concordanza con le indicazioni che sarebbero fornite da un amperometro, cioè in senso contrario a quello del movimento degli elettroni. Si osservi che la corrente I_p si chiude attraverso il catodo e la massa e che la corrente I_c si chiude pure attraverso la

massa. Il resistore R_m è posto a rappresentare la resistenza superficiale del mosaico attraverso cui scorre la corrente convergente di elettroni diretti verso il punto colpito dal fascio esploratore; C_0 è la capacità complessiva dei granuli colpiti istante per istante dallo stesso fascio, C è la capacità complessiva dei granuli rimanenti (praticamente uguale a quella dell'intero mosaico) e C' è la capacità tra il mosaico ed il collettore. Questo circuito equivalente ci consentirà di determinare facilmente i valori delle diverse tensioni che ci interessano. Tale calcolo verrà eseguito in seguito.

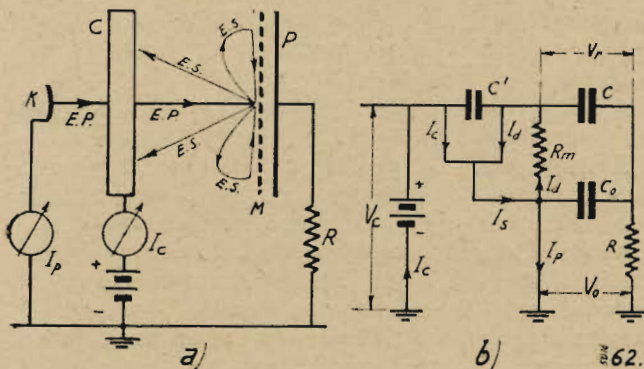



FIG. 62. — a) *Distribuzione delle correnti in un tubo di ripresa in condizioni di equilibrio ed in assenza di illuminazione.* b) *Circuito equivalente.* K = *catodo;* C = *collettore;* M = *mosaico;* P = *piastra;* I_p = *corrente del fascio esploratore;* I_c = *corrente del collettore;* I_d = *corrente diffusa;* I_s = *corrente diffusa di emissione secondaria;* C_0 = *capacità dell'area colpita dal fascio esploratore;* C = *capacità complessiva mosaico-piastra;* C' = *capacità collettore-mosaico;* R_m = *resistenza superficiale del mosaico;* V_r = *tensione di equilibrio del mosaico;* V_0 = *tensione della zona di mosaico colpita dal fascio esploratore.*

Per ora ci basta concludere. In assenza di illuminazione la generalità dei granuli del mosaico assume una tensione negativa rispetto alla piastra che è sensibilmente la stessa per tutti i granuli e che indicheremo con $-V_r$. Il passaggio del fascio esploratore sul mosaico provoca istante per istante una brusca variazione della tensione dei granuli colpiti, facendo loro assumere una tensione positiva V_0 rispetto alla piastra. Pertanto lungo una striscia di analisi, ossia lungo una riga orizzontale descritta dal fascio esploratore sul mosaico, la tensione dei granuli rispetto alla piastra ha l'andamento illustrato in figura 63; il picco di tensione positiva si verifica nel punto in cui arriva il fascio esploratore nell'istante a cui si riferisce il diagramma disegnato; con il passare del tempo il fascio scorre lungo la striscia di analisi ed il picco scorre con esso con ugual velocità.

Avendo indicato con C_0 la capacità dell'insieme dei granuli colpiti dal fascio esploratore in un determinato istante ne viene di conseguenza che sul sistema di condensatori mosaico-piastra si produce istante per istante una variazione di carica

$$C_0\ (V_0 + V_r).$$

Ad essa corrisponde una corrente di carica attraverso il resistore R che collega la piastra alla massa, la quale, secondo quanto si è visto in prece-

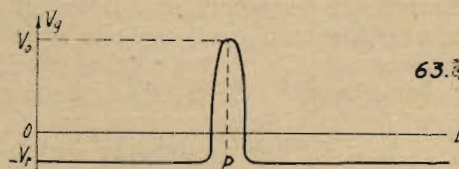



FIG. 63. — *Distribuzione lungo una riga di analisi della tensione* Vg *dei granuli del mosaico verso la piastra.* I = *lunghezza totale della riga;* P = *punto colpito dal fascio esploratore;* V_r = *tensione di equilibrio;* V_0 = *tensione di esplorazione. Durante l'esplorazione il punto* P *ed il guizzo relativo si spostano lungo la riga con velocità costante.*

denza risulta:

$$Cf_i\ (V_0 + V_r),$$

essendo C la capacità totale del mosaico ed f_i la frequenza d'immagine. Tale corrente è costante, se è uguale per tutti i punti del mosaico la tensione negativa $-V_r$ di equilibrio, e quindi non corrisponde a nessun segnale visivo. Vedremo tra breve che in realtà, anche in assenza di illuminazione, la tensione di equilibrio non si può ritenere costante per tutti i punti del mosaico e quindi che si ha un segnale visivo disturbatore anche senza alcun segnale luminoso.

continua

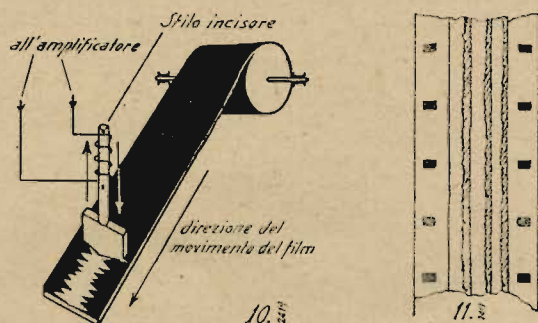
LE RADIODIFFUSIONI

E LA REGISTRAZIONE

2419 *Continuaz. e fine, vedi N. 4.*

- Delta -

Il sistema di trazione in tali apparati è generalmente previsto per poter effettuare registrazioni a 78 giri al minuto, ma prevedono anche la possibilità di portare la velocità di rotazione a 33 giri ed 1/3 onde ottenere registrazioni di maggior durata su dischi di uguale diametro.

La registrazione elettromeccanica, relativamente facile e semplice ha portato sul mercato una fioritura di apparecchi, che hanno avuto per scopo principale quello di allungare la durata di registrazione e riproduzione. Il disco — come tutti sanno — dura pochi minuti, si è voluto quindi aumentare la possibilità della radio-cronaca e delle altre applicazioni similari, aumentado la durata delle registrazioni.

Primo fra quest apparati apparsi sui vari mercati è stato il « *Philips-Miller* » il cui principio è basato nell'incidere il suono su di una banda da film, preventivamente preparata con una copertura di emulsione nera ed opaca. Su tale banda un dispositivo elettro-meccanico usa un bulino di sagoma speciale che incide e asporta la materia opaca creando sul film una banda trasparente simile a quella del film sonoro del tipo ad area variabile (Fig. 10), che viene poi letta da un dispositivo a cellula fotoelettrica del tutto identico a quello in uso nella cinematografia sonora.

Il sistema *Philips-Miller,* messo a punto molto bene, ha delle qualità veramente superiori, ed il suo uso è molto diffuso nelle stazioni di radiodiffusione estere, specie in Francia, Olanda, Belgio ed Inghilterra.

Altri sistemi meccanici, con lettura meccanica a mezzo di un comune rivelatore grammofonico, sono stati creati nei varii paesi con più o meno fortuna. Fra questi sono specialmente da segnalare il « *Film-O-Graph* », creato dalla Miles Reproducer Co. Inc. di New-York che incide su film da 16 mm. una banda sonora come il comune canale di un disco (Fig. 11), ed il *Filmograph* delle Reterson Holding S. A. di Varuz, che lo ha realizzato nel suo laboratorio di Parigi ad opera di un italiano, P. C. Ricchiardi di Torino, che con i suoi collaboratori vi ha profuso tutto il suo entusiasmo di Italiano. Quest'ultimo incide sempre con sistemi meccanici un canale come quello dei dischi abituali, su banda senza fine di cellophane, in modo che su una bobina che pesa pochi grammi si ha una durata di registrazione di parecchie ore.

Il sistema è intieramente elettromeccanico, la lettura si effettua come per il disco, con una puntina che striscia nel canale sonoro ed è quindi immediata. Nè, come nel sistema Philips-Miller ed altri, la pellicola deve subire manipolazioni chimiche, prima e dopo la registrazione.

Il peso di una bobina della lunghezza di 100 m. di film, capace di dare due ore di registrazione e riproduzione è di 200 gr. ed il suo volume è tale da essere contenuto in una normale scatola da film di 16 mm. da 150 metri. Cosa molto importante il film non è infiammabile.

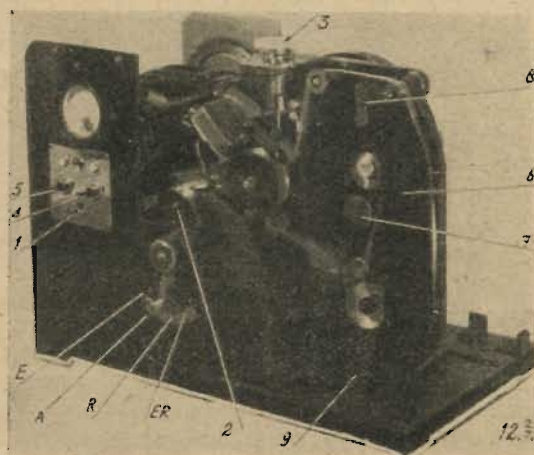



FIG. 12. - *Filmografo Reterson*: 1) *innesto per ascolto in cuffia* - 2) *indicatore visuale* - 3) *bottone per la messa in funzione* - 4) *comando amplificatore* - 5) *comando del motore* - 6) *magazzino film* - 7) *film* - 8) e 9) *fermo del coperchio del magazzino* - *E, A, R, ER,* - *manetta a 4 posizioni per mettere l'apparecchio nelle 4 posizioni di lavoro: Registrazione, Riproduzione, Arresto, Registrazione e Riproduzione simultanea.*

Questo apparecchio che è stato adottato da varie compagnie di radiodiffusione francesi e belghe e dal famoso emettitore reclamistico di Radio Lussemburgo, viene costruito anche in Italia da una delle nostre fabbriche di apparecchi radio, che ne ha acquistato i diritti di brevetto. Una illustrazione dell'apparato si vede in figura 12.

A questi due principali, si potrebbe aggiungere tutta una serie di prove e tentativi più o meno riusciti che — in tempi normali — affollavano fiere ed esposizioni, ma che non hanno avuto grande fortuna e non sono stati adottati.

I sistemi fotofonici

Chiunque sia il lettore che ci ha seguiti in questa non breve chiaccherata, sa che cosa sia una banda sonora da film. L'avvento e lo sviluppo preso dal film parlato e sonoro ha divulgato questo sistema di registrazione quasi come il disco grammofonico.

I sistemi di registrazione su film si dividono in due grandi categorie: quelli a *densità costante ed aerea variabile* e quelli ad *area costante e densità variabile*. Non rimonteremo alle origini, perchè sono molto controverse, ma ci limiteremo solo a dire che essi han preso il nome delle grandi industrie che li hanno lanciati. Il primo viene detto comunemente il sistema *Photophone* ed il secondo *Movietone*.

I sistemi ad area variabile procedono nel modo indicato dalla fig. 15, e cioè: una lampada ad incandescenza a basso voltaggio ed alto amperaggio fornisce una luce fissa costante che a mezzo di un dispositivo ottico viene inviata ad un galvanometro a specchio. Questo galvanometro, che può essere del sistema elettromagnetico, a cristallo ,od a corda, vibra sotto gli impulsi che gli invia un amplificatore eccitato da un microfono, ed invia il suo fascio riflesso di luce modulata ad un sistema ottico che lo rimanda sul film vergine, il quale resta impressionato nel punto corrispondente alla banda sonora con una striscia rassomigliante ad una lama di sega. Portata davanti ad un obbiettivo da riproduzione, questa dentellatura fa aumentare o diminuire il fascio di luce che colpisce la cellula fotoelettrica, e tali variazioni di quantità di luce fanno variare l'emis-

Il primo adottato dalla *R. C. A. Victor* americana consiste nel far variare a mezzo di un galvanometro un fascio di luce riflessa che impressiona la pellicola, seguendo gli impulsi e le variazioni di frequenza che vengono da un amplificatore e da un microfono. Fig. 13. Il secondo adottato dalla *Western Electric* e dalla *Tobis Klang*, con mezzi differenti, consiste nel far variare la intensità della luce prodotta da una sorgente luminosa costante, per impressionare il film con intensità variabile su di una larghezza di banda prestabilita; seguendo sempre gli impulsi forniti da un microfono ed un amplificatore (Fig. 14).

Questi due sistemi sono entrati nelle radiodiffusioni circolari, specie per la ritrasmissione di documentari, che vengono forniti dalle varie compagnie che procedono alle riprese di attualità e sono molto diffusi negli Stati Uniti, in Germania ed in Francia. Hanno avuto poi maggiore incremento dalla trasmissione televisiva, per la quale sono stati costruiti apparati speciali capaci di riprendere l'immagine ed il suono, sviluppare la banda e la fotografia, fissarla, asciugarla e proiettarla in soli due minuti, dando la possibilità a chi possiede un apparato televisivo di poter seguire una qualsiasi vicenda ritrasmessa con uno scarto di soli due minuti dall'azione effettiva.

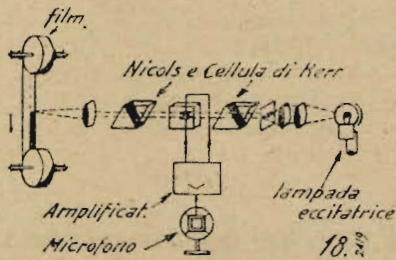
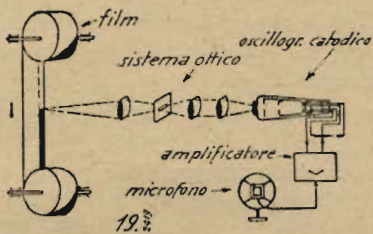
sione elettronica della cellula provocando differenze di potenziale che applicate alla griglia di una valvola preamplificatrice e poi inviate ad un amplificatore generano il suono corrispondente alle variazioni di luce primitiva (Fig. 16).

I sistemi ad intensità variabile invece, ottengono l'istesso scopo finale col solo variare della intensità con cui la inscrizione sul film è stata effettuata, quindi la riproduzione si serve degli stessi mezzi. Non così però la registrazione che si può effettuare con tre sistemi distinti:

Il *Western Electric* si serve di una valvola di luce (figura 17) costituita da un sottile nastrino di duralluminio teso a cappio in un campo magnetico. Il nastro vibra sotto l'azione delle correnti modulate provenienti da un amplificatore, permettendo così maggiore o minore passaggio di luce attraverso la fessura del nastro in movimento.

Il *Tobis Klang* si serve della cellula di Kerr (fig. 18) ed a nostro parere è il sistema più elettrico e meno inerte che esista. Un fascio di luce è deviato da un Nicols che avvia il raggio attraverso un campo magnetico entro il quale è racchiuso un polarizzatore chimico che sottoposto alle azioni della modulazione proveniente dall'amplificatore fa deviare il raggio incidente su di un secondo

Nicols che devia il raggio di quanto basta ad aumentare od affievolire la luce che a mezzo di appropriati sistemi ottici viene poi inviata sul film, così come per il precedente caso.

Il Tri-Ergon invece si serve di un tubo a raggi catodici (Fig. 19), il quale genera un fascio di luce impressionante il film e che viene modulato a mezzo delle placche deflettrici verticali sulle quali è inviata la corrente fonica uscente dall'amplificatore.

Troppo lunga sarebbe la descrizione completa dei vari sistemi fotofonici che hanno trovato largo impiego nella cinematografia di tutti i paesi ed hanno avuto sviluppi imprevisti, giacchè ad essi si è dedicato lo studio di laboratorii e di tecnici provvisti di mezzi inesauribili.

Da questi sistemi a pellicola sono poi derivati una infinità di altri tipi, fra i quali il «*Tape Recording*» della Miller Broadcasting System, che impressiona il suono su di una banda a supporto di cellophane dell'altezza di mm. 4 e lo riproduce a mezzo cellula fotoelettrica con un complesso di peso e dimensioni molto ridotto. Ha una riproduzione ottima, e per questa ragione è stato adottato da molte stazioni di radio diffusione nord-americane.

Noi ci siamo limitati ad accennare ed a passare in breve rivista per sommi capi tutti questi sistemi sensa addentrarci nel dettaglio, per ragioni di spazio, ma il giorno in cui la nostra immancabile Vittoria, ci metterà in condizione di poter riprendere la nostra veste abituale e di poter quindi dedicare un po' più di spazio alla cultura generale, senza scapito della specifica, ritorneremo sull'argomento con maggiori dettagli.

Ci piace intanto ricordare ai nostri lettori che, gli operatori ed i tecnici di questi complessi sistemi di registrazioni seguono da vicino i nostri valorosi soldati nelle loro vittoriose azioni, ed anche ad essi va la nostra riconoscenza perchè, ci danno il piacere e la possibilità di seguire

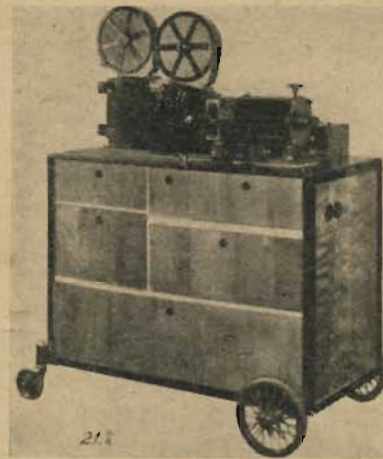
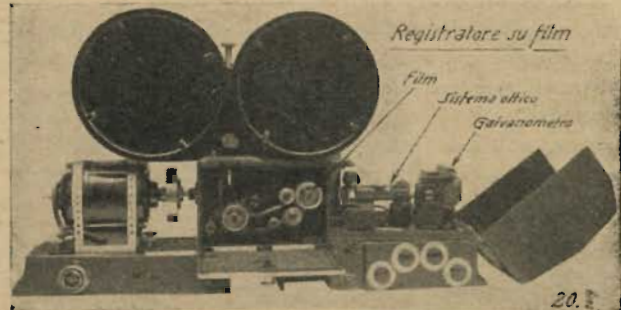
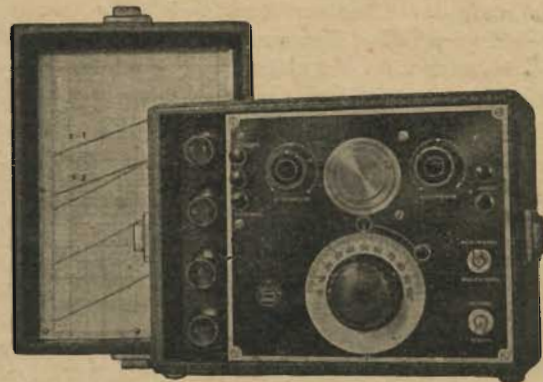
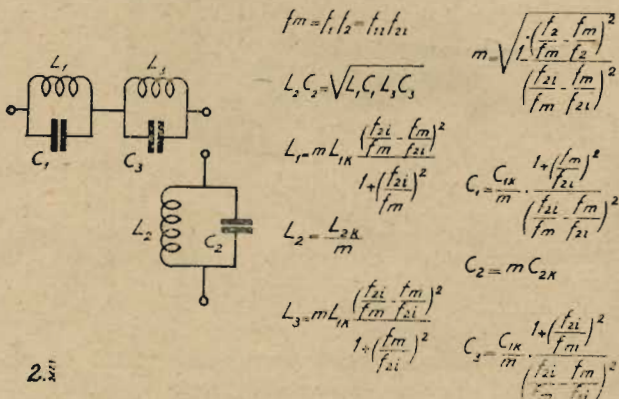
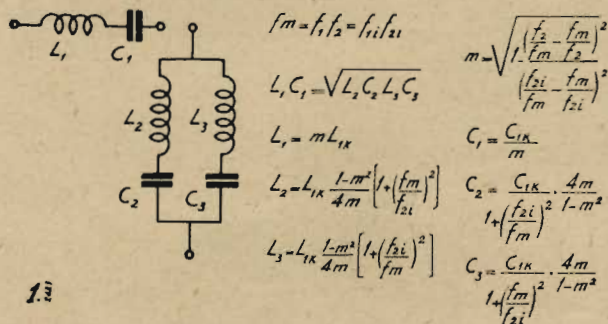



FIG. 21. - *Registratore su film con tubo a raggi catodici. Installazione mobile comprendente anche amplificatore ed alimentazione, in uso nelle stazioni tedesche.*

da vicino, attraverso l'ascolto radio e le attualità cinematografiche i passi da gigante che compiono i nostri soldati verso la nostra grande Vittoria.

Nomogramma (III) per il calcolo dei filtri (*)

2423

Pubblichiamo ora il terzo nomogramma per il calcolo dei filtri. Esso serve per calcolare gli elementi di un filtro a banda passante del tipo derivato, partendo dai valori corrispondenti agli elementi del filtro elementare, i quali ultimi si possono trovare rapidamente con l'uso del primo nomogramma, apparso a pag. 254 del numero 15-1941 di questa rivista.

Gli elementi del filtro elementare portano gli indici *1k*, *2k*, mentre gli elementi del filtro derivato corrispondente portano gli indici *1*, *2*, *3*.

I valori del filtro derivato sono legati a quelli del filtro elementare per mezzo di espressioni nelle quali, come è mostrato in fig. 1 e 2, figurano due variabili: la prima m che può assumere valori compresi tra 0,1 e 0,9, in dipendenza della caratteristica desiderata per il filtro, e la seconda il rapporto f_{2i}/f_m tra la frequenza superiore di attenuazione infinita e la frequenza media della banda passnte (media geometrica delle due frequenze di taglio).

Poichè gli elementi del filtro derivato sono ottenuti dai corrispondenti del filtro elementare moltiplicandoli per due fattori, uno funzione di m e l'altro funzione del rapporto di frequenze suindicato, è necessario eseguire due operazioni di allineamento tra le scale del nomogramma. Per queste due operazioni esiste un punto comune nella scala centrale di conversione.

Poichè inoltre le due variabili m e f_{2i}/f_m figurano nelle equazioni risolutive rispettivamente in due e quattro forme diverse, sono state previste per i valori di m due scale segnate $m(a)$ ed $m(b)$, e per il rapporto di frequenze quattro scale segnate f_{2i}/f_m (a), (b), (c), (d).

Le operazioni da eseguire per la ricerca dei valori del filtro derivato sono indicate separatamente in forma sintetica, per il filtro derivato in serie e per il filtro derivato in parallelo, rispettivamente in alto ed in basso al nomogramma.

Istruzioni per l'uso del nomogramma.

Filtro passa-banda derivato in serie (fig. 1). — Per trovare il valore di L_1 collegare il valore dato di m sulla scala $m(a)$ con il punto X della scala f_{2i}/f_m; si otterrà un punto di intersezione nella scala di conversione (scala centrale). Collegare questo punto con il valore L_{1k} sulla scala $LC(a)$ e leggere L_1 cercato sulla scala $LC(b)$.

Per C_1 collegare sempre lo stesso punto della scala di conversione con C_{1k} sulla scala $LC(b)$ e leggere il valore cercato sulla scala $LC(a)$.

Per trovare L_2 collegare il valore dato del rapporto di frequenze f_{2i}/f_m sulla scala f_{2i}/f_m (a), con il valore dato di m sulla scala $m(b)$; segnare l'intersezione con la scala di rotazione. Collegare quindi questo punto con L_{1k} sulla scala $LC(b)$ e leggere L_2 cercato sulal scala $LC(a)$.

Per trovare C_2 collegare il rapporto di frequenze dato sulla scala $f_{2i}/f_m(b)$ con il valore dato di m sulla scala $m(b)$ per avere il punto di intersezione sulla scala di conversione. Collegare indi questo punto con C_{1k} sulla scala $LC(a)$ e leggere il valore cercato di C_2 sulla scala $LC(b)$.

Per trovare L_3 collegare l'ultimo punto di intersezione sulla scala di conversione con il valore L_{1k} sulla scala $LC(b)$ e leggere il valore cercato sulla scala $LC(a)$.

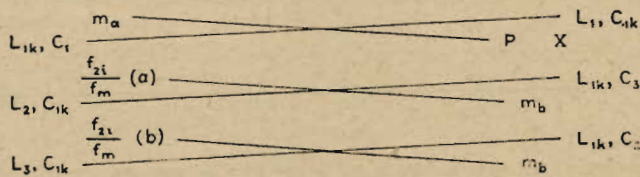
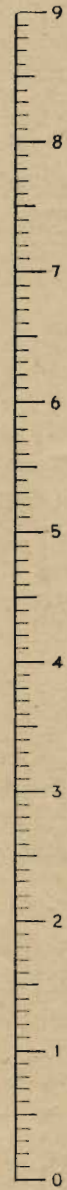
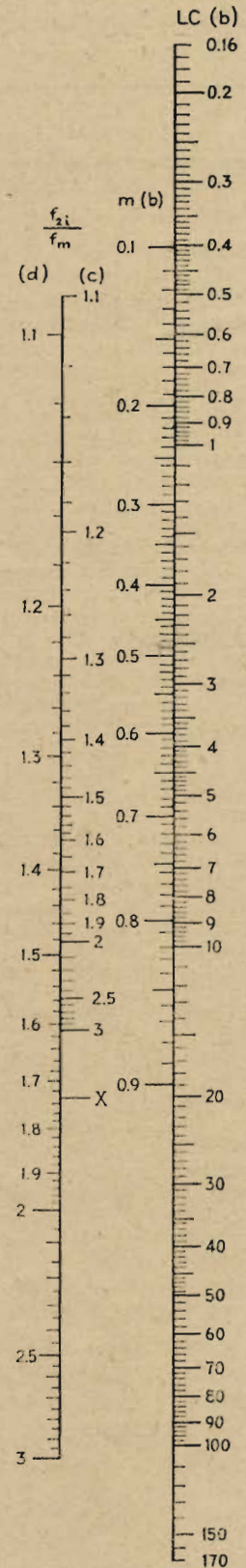
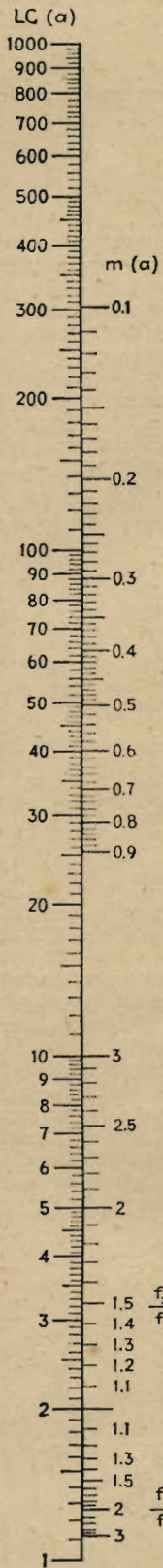
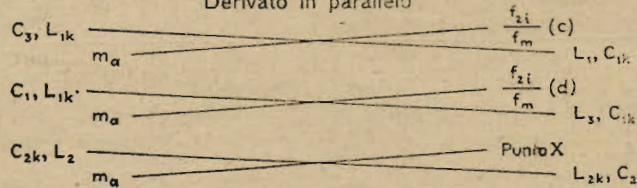
Per trovare il valore di C_3 collegare il punto ottenuto nella scala di conversione nella ricerca di L_3 con il valore C_{1k} sulla scala $LC(a)$ e leggere il valore di C_3 sulla scala $LC(b)$.

Filtro passa-banda derivato in parallelo (fig. 2). — Per trovare il valore di L_1 collegare il valore dato di m sulla scala $m(a)$ con il valore dato del rapporto di frequenze sulla scala $f_{2i}/f_m(c)$ e segnare il punto di intersezione ottenuto nella scala di conversione. Collegare questo punto con il valore L_{1k} sulla scala $LC(a)$ e leggere il valore cercato di L_1 sulla scala $LC(b)$.

Per C_1 collegare il valore dato di m sulla scala $m(a)$ con il valore dato del rapporto di frequenze sulla scala $f_{2i}/f_m(d)$ per avere il punto di intersezione sulla scala centrale. Collegare indi questo punto con il valore C_{1k} sulla scala $LC(b)$ e leggere C_1 sulla scala $LC(a)$.

Per trovare L_2 collegare m sulla scala $m(a)$ con il punto X sulla scala dei rapporti di frequenze e segnare il punto

(*) Da *Electronics*, Novembre 1940

NOMOGRAMMA PER IL CALCOLO DEI FILTRI

di intersezione sulla scala di conversione. Collegare indi questo punto con L_{2k} sulla scala $LC(b)$ e leggere L_2 sulla scala $LC(a)$.

Per trovare C_2 collegare lo stesso punto della scala centrale ottenuto nella ricerca di L_2 con C_{2k} sulla scala $LC(a)$ e leggere C_2 sulla scala $LC(b)$.

Per trovare L_3 usare il punto di intersezione sulla scala centrale ottenuto nella ricerca di C_1, e collegarlo con L_{1k} sulla scala LC (a); leggere quindi L_3 sulla scala $LC(b)$.

Per trovare C_3 collegare il punto di intersezione nella scala centrale ottenuto nella ricerca di L_1, con C_{1k} sulla scala $LC(b)$ e leggere il valore cercato di C_3 sulla scala $LC(a)$.

VOLTMETRO STABILIZZATO

con valvole in opposizione

Nel numero di settembre della rivista Review of Scientific Instruments viene descritto un voltmetro termoionico con valvole in opposizione, nel quale i parametri caratteristici di due valvole simili, scelte a piacere, possono essere resi uguali. La elevata stabilità raggiunta con questo sistema è pari, se non superiore, a quella ottenuta con più complicati sistemi indiretti di stabilizzazione delle sorgenti di alimentazione delle valvole.

La disposizione essenziale del circuito è mostrata in figura 1, per mezzo della quale si può esaminare il modo di funzionare dello strumento. L'ineguaglianza delle caratteristiche delle due valvole viene compensata per mezzo di resistenze ausiliarie. Per esempio, una resistenza in serie nel circuito di placca di una delle due valvole equivale ad un aumento della resistenza interna della valvola, sia alla corrente continua, sia alla corrente alternata; ma ne diminuisce la mutua conduttanza lasciando perciò invariato il coefficiente di amplificazione. Una resistenza in parallelo alla valvola, d'altra parte, equivale ad una riduzione della resistenza interna della valvola senza peraltro variarne la mutua conduttanza, e rappresenta così un mezzo di variazione del coefficiente di amplificazione.

Nello schema di fig. 1 sono disposti mezzi idonei ad ottenere la compensazione della resistenza interna, a c.c. ed a c. a., della conduttanza mutua e del coefficiente di amplificazione delle due valvole. Le regolazioni vengono effettuate nella maniera seguente: In primo tempo R_1 e R_9 sono poste al loro massimo valore. Poi si collegano le sorgenti di alimentazione ed R_{10} viene regolata fino a che il galvanometro (un galvanometro differenziale rappresentato dalle bobine G_1 e G_2) risulti azzerato. Ora premendo K_1 si avrà in generale una certa deviazione del galvanometro che sta ad indicare che i coefficienti di amplificazione delle due valvole non sono perfettamente uguali. Una diminuzione del valore di R_1 serve a ridurre del valore opportuno il coefficiente di amplificazione della valvola. Contemporaneamente occorre regolare anche R_9 per mantenere il bilanciamento del galvanometro. A compensazione ottenuta del coefficiente di amplificazione delle valvole, premendo K_1 non si deve avere alcuna indicazione del galvanometro.

fig. 1.

Premendo K_2 la compensazione viene ottenuta per mezzo della regolazione contemporanea di R_9 e R_{10}. Come nel caso della prima valvola R_9 varia il coefficiente di amplificazione; R_{10} invece varia contemporaneamente la mutua conduttanza e la resistenza interna giacchè con essa si producono delle variazioni di corrente anodica indipendenti dalla sorgente che l'ha prodotta. Quindi la contemporanea regolazione di R_9 e R_{10} tende a lasciare inalterato il valore della resistenza interna della valvola, variando invece la conduttanza e il coefficiente di amplificazione.

Viene descritta una realizzazione pratica del principio con l'uso di due triodi di tipo 85. Il dispositivo è risultato di una sensibilità molto elevata (40 mm per volt) e di stabilità tale da lasciare invariato lo zero del galvanometro per una variazione di ± 20% nella tensione di alimentazione.

Un altro particolare vantaggio di questo circuito consiste nel fatto che le valvole da impiegare in esso non debbono essere scelte con una cura particolare, poichè il perfetto bilanciamento delle loro caratteristiche viene ottenuto comunque secondo i principi ora accennati.

(el.)

SCHEMA DI CALCOLO DI UN TRASFORMATORE DI USCITA

2424

C. N.

Per quanto nella maggior parte dei casi ogni trasformatore di uscita venga calcolato con grande rapidità riferendosi ad altri trasformatori aventi caratteristiche simili, ed operando con coefficienti di proporzionalità — procedimento che la pratica di tutti i giorni ha sancito come uno dei più semplici e dei più precisi — pure nel caso in cui non si possa seguire questo procedimento semplicista, è necessario adottare il metodo fondamentale di calcolo. Di questo metodo vogliamo trattare nelle presenti note; ed il modo scelto per l'esposizione riteniamo sia praticamente il più gradito dal lettore e nel contempo il più esauriente. Eseguiremo il calcolo di un tipico trasformatore di uscita portando giustificazione di ogni passaggio e di ogni operazione; ne risulterà chiaramente messo in evidenza il procedimento, che potrà senz'altro essere applicato per il calcolo di qualsiasi tarsformatore di uscita per stadi funzionanti in classe A.

Consideriamo di dovere adattare l'impedenza di un altoparlante a bobina mobile al circuito anodico di un pentodo di potenza tipo EL5. La valvola ha le seguenti caratteristiche di funzionamento:

tensione anodica 250 volt
tensione di griglia schermo 275 volt
corrente anodica 72 mamp
resistenza interna 33000 ohm.

Desiderando sfruttare totalmente la valvola è necessario realizzare quei dati di funzionamento: otterremo una potenza di 9 watt circa nel carico anodico con una distorsione totale del 10 %. L'impedenza del carico esterno, stabilita dal costruttore della valvola, è di 3500 ohm.

Come elementi di partenza riteniamo che sia stato stabilito in precedenza:

a) la gamma di riproduzione (frequenza minima di taglio e frequenza massima di taglio) (1);

b) il rendimento del trasformatore di uscita;

c) il tipo di lamierino, la sua forma, e la sezione del nucleo;

d) il tipo di altoparlante.

Il calcolo del trasformatore serve a stabilire il numero di spire ed il diametro del filo del primario e del secondario.

Le frequenze di taglio massima e minima siano rispettivamente 5000 e 50 Hz. Essendo dato il tipo di altoparlante da impiegare sono noti i valori di impedenza della bobina mobile corrispondenti alle suddette frequenze; poniamo siano rispettivamente 15 e 7 ohm (2).

Il rendimento di un buon trasformatore di uscita si aggira di solito intorno al 90 %; poniamo che nel nostro caso sia necessario avere un rendimento piuttosto elevato e precisamente del 96 %. Poichè con buona approssimazione si può ritenere che le perdite siano totalmente localizzate negli avvolgimenti, avremo così fissato il valore della perdita globale (3):

$$R_1 + n^2 R_2 = 200\ \Omega$$

essendo

R_1 = la resistenza dell'avvolgimento primario,

R_2 = la resistenza dell'avvolgimento secondario

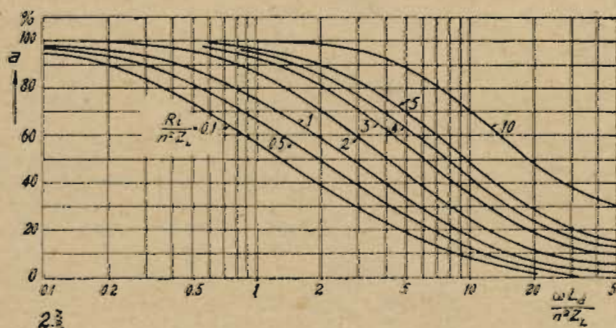
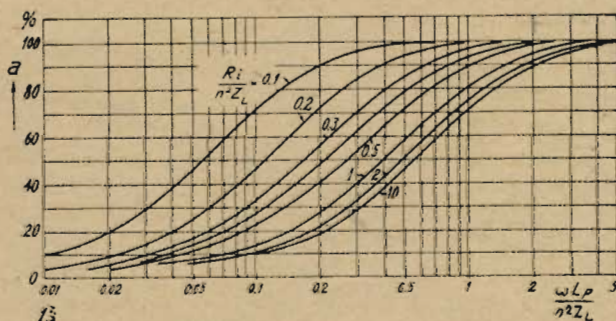
$n = \frac{N_1}{N_2}$ il rapporto tra le spire dell'avvolgimento primario e quelle dell'avvolgimento secondario (rapporto di trasformazione).

Fig. 1

Fig. 2

---

1) Considerando 1 la risposta a 1000 Hz, si definisce frequenza di taglio quella frequenza alla quale la risposta si riduce a $1/\sqrt{2}$. Questa definizione coincide anche con le considerazioni di carattere acustico. Infatti è noto che l'orecchio percepisce differenze di livello di almeno 3 db, che riportati in rapporto di tensioni o di correnti danno

$$-3\ \text{db} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}707$$

2) E' noto che la bobina mobile di un altoparlante elettrodinamico presenta valori di impedenza diversi al variare della frequenza. Per il calcolo dei trasformatori di uscita si considera come valore medio dell'impedenza quello corrispondente a 1000 Hz. L'impedenza inoltre presenta un massimo alla frequenza propria del cono e, avendo carattere induttivo, aumenta quasi uniformemente alle frequenze maggiori di 1000 Hz.

3) La perdita globale dovuta alla resistenza degli avvolgimenti, risulta dallo schema equivalente del trasformatore. Essa è costituita dalla resistenza del primario R_1 e da quella del secondario riportata al primario $n^2 R_2$.

Il calcolo dei valori richiesti per l'induttanza primaria e per l'induttanza dispersa può essere molto rapidamente eseguito con l'aiuto delle curve di fig. 1 e di fig. 2 (ved. Appendice I e II).

Poniamo

R_i = resistenza interna della valvola,

Z_L = impedenza della bobina mobile,

L_p = induttanza dell'avvolgimento primario,

L_d = induttanza dispersa globale,

$\omega = 2 \pi f$

Abbiamo allora a 50 Hz, frequenza minima di taglio,

$$Z_L = 7 \ \Omega$$

$$\frac{R_i}{n^2 Z_L} = \frac{33000}{3500} = 9{,}4$$

e dalla fig. 1, per a = 70,7 % ricaviamo

$$\frac{\omega \ L_p}{n^2 Z_L} = 1, \text{ da cui}$$

$$L_p = \frac{n^2 Z_L}{\omega} = \frac{3500}{2 \ \pi \ 50} = 11 \text{ Henry.}$$

A 5000 Hz avremo invece

$$Z_L = 15 \ \Omega$$

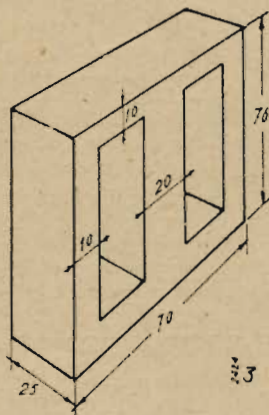
$$n^2 Z_L = \frac{15}{7} \ 3500 = 7500 \ \Omega$$

$$\frac{R_i}{n^2 Z_L} = \frac{33000}{7500} = 4{,}4$$

e dalla fig. 2, per a = 70,7 % ricaviamo

$$\frac{\omega \ L_d}{n^2 Z_L} = 4{,}5, \text{ da cui}$$

$$L_d = \frac{4{,}5 \ n^2 Z_L}{\omega} = \frac{4{,}5 \, . \, 7500}{2 \ \pi \ 5000} = 1{,}1 \text{ Henry.}$$

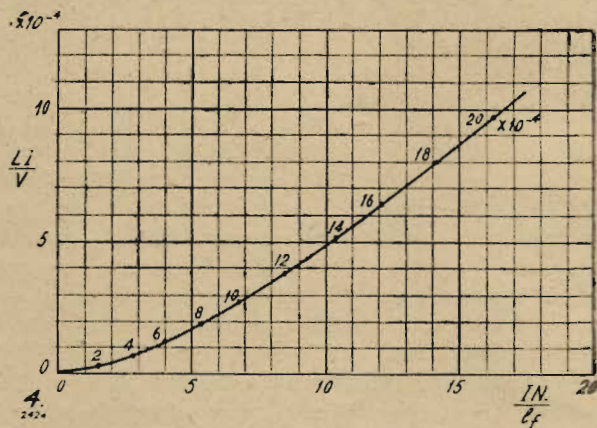
Si abbia a disposizione un nucleo di dimensioni date, tali come risultano dalla fig. 3, formato di lamierini di

ferro al 4 % di silicio. Per esso risultano i seguenti dati:

Sezione del nucleo S = 5 cm²

Lunghezza del circuito magnetico l_f = 18 cm.

Volume del ferro $V = S \, l_f$ = 91 cm³

Poichè nell'avvolgimento primario del trasformatore circola la corrente anodica della valvola finale, è necessario stabilire il traferro ottimo corrispondente al valore della corrente continua nel primario, delle dimensioni del nucleo e del numero delle spire dell'avvolgimento primario.

Allo scopo faremo uso del grafico di fig. 4 — valido solamente per lamierino di ferro con 4 % di silicio — (ved. App. II).

Chiamando I la corrente continua nel primario, $\alpha = \frac{l_a}{l_f}$ il rapporto tra le dimensioni del traferro e del circuito magnetico, abbiamo

$$\frac{L \ I^2}{V} = \frac{11 (72.10^{-3})^2}{91} = 6{,}3.10^{-4}$$

Dalla fig. 4 ricaviamo per intersezione i seguenti valori:

$$\alpha = \frac{l_a}{l_f} = 16.10^{-4}$$

$$\frac{I \ n_1}{l_f} = 12$$

e da queste espressioni si ottiene infine

$$N_1 = 12 \ \frac{l_f}{I} = 12 \ \frac{18}{72.10^{-3}} = 3000 \text{ spire}$$

$$l_a = \alpha \, l_f = 16.10^{-4}.18 = 0{,}029 \text{ cm.} = 0{,}3 \text{ mm.}$$

Abbiamo stabilito in precedenza la perdita globale negli avvolgimenti. Poichè come è noto, le perdite nel rame in tutti i trasformatori sono minime quando sono eguali le perdite nei singoli avvolgimenti, possiamo porre R_1 = 100

ohm. Riservando all'avvolgimento primario metà dello spazio utile nella finestra del lamierino, avremo una lunghezza media di spira di circa 12 cm. La lunghezza totale del filo per il primario sarà perciò

$$3000 \times 12 \text{ cm.} = 360 \text{ mt.}$$

La resistenza per metro sarà

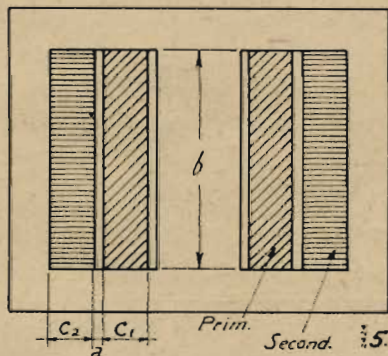
$$\frac{100}{360} = 0{,}277\ \Omega$$

a cui corrisponde un diametro del filo di rame di 0,285 mm. Sceglieremo per ovvie ragioni il diametro di 0,3 mm. In tal caso la densità di corrente sarà di $\frac{72 \cdot 4 \cdot 10^{-3}}{0{,}3} = 1{,}02$ amp/mm., valore pienamente accettabile. Inoltre la resistenza del primario risulterà di 90 ohm. Lo spessore dell'avvolgimento risulterà di circa 6 mm. L'avvolgimento secondario sarà posto sopra il primario interponendo uno strato isolante di 0,5 mm.

Il numero delle spire dell'avvolgimento secondario viene stabilito dal rapporto di trasformazione

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_L}} = \sqrt{\frac{3300}{7}} = 21{,}7$$

$$N_2 = \frac{N_1}{n} = \frac{3000}{21{,}7} = 138 \text{ spire.}$$

Affinchè esso si riporti sul primario con una resistenza eguale a quella di questo avvolgimento occorre adottare un filo di diametro $\sqrt{n}$ volte maggiore di quello del primario.

Il diametro del filo per l'avvolgimento secondario sar allora $0{,}3\sqrt{21{,}7} = 1{,}4$ mm. Per il secondario la lunghezza media della spira è di circa 16 cm.: il filo avrà in totale una lunghezza di 138 × 6 cm. = 22 mt. ed una resistenza

$$R_2 = 0{,}25\ \Omega$$

Si avrà quindi

$$R_1 + n^2 R_2 = 90 + 0{,}25\ (21{,}7)^2 = 207\ \Omega.$$

L'impedenza di carico risulta essere di

$$3300 + 207 = 3500\ \Omega.$$

Il rendimento del trasformatore a 1000 Hz è dato da (4)

$$\frac{3300}{3500}\ 100 = 94\ \%.$$

---

4) Il rendimento di un trasformatore, considerando lo schema equivalente a rapporto unitario, diventa

$$\eta = \frac{W_n}{W_t} = \frac{n^2 Z_L}{R_1 + n^2\ (R_2 + Z_L)} = \frac{n^2 Z_L}{Z_p}$$

Occorre ora esaminare se l'induttanza dispersa di questo trasformatore avrà il valore richiesto. Il calcolo dell'induttanza dispersa globale può essere fatto mediante l'espressione

$$L_d = L_{d_1} + n^2 L_{d_2} = 0{,}4\ \frac{N_1^2}{b}\ l_m\ (3a + c_1 + c_2)\ 10^{-8} \text{ Henry}$$

nella quale si è posto (vedere fig. 5)

l_m = lunghezza media delle spire,
b = altezza dell'avvolgimento,
a = spessore isolante tra i due avvolgimenti,
c_1 = spessore dell'avvolgimento primario,
c_2 = spessore dell'avvolgimento secondario,
tutto in cm.

Nel nostro caso avremo $l_m = 14$ cm., $b = 5$ cm., $a = 0{,}05$ cm., c_1, $c_2 = 0{,}6$ cm., e quindi

$$L_d = 0{,}4\ \frac{3000^2}{5{,}6}\ 14\ (3 \times 0{,}05 + 0{,}6 + 0{,}6)\ 10^{-8} = 1{,}21 \text{ Henry}$$

Vedremo infine quale sarà il valore dell'induzione nel nucleo del trasformatore. Quando la valvola fornisce la massima potenza (9 watt) ai capi dell'impedenza di carico (3500 ohm) si avrà una tensione

$$E = \sqrt{9 \times 3500} = 177 \text{ volt}$$

Dalla nota espressione

$$E = 4{,}4\ f.N_1 S.B.10^{-8}$$

si ricava l'induzione

$$B = \frac{E}{4{,}4.f.N_1.S}\ 10^8 \text{ gauss,}$$

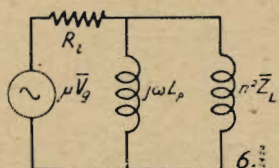
che risulta tanto più alta quanto minore è la frequenza. Poichè la frequenza minima che ci interessa è 50 Hz, B verrà calcolato per questo valore di f, e tenendo presente che la tensione ai capi del carico si è ridotta, a questa frequenza, di $\sqrt{2}$ volte rispetto a 1000 Hz. Avremo allora

$$B = \frac{177\sqrt{2}}{4{,}4 \times 50 \times 3000 \times 5} = 3800 \text{ gauss.}$$

Si ammette che nei buoni trasformatori l'induzione massima a 50 Hz non superi il valore di 4000. Il nostro trasformatore funzionerà quindi in condizioni perfettamente accettabili, tanto più se si tiene conto che a frequenze così basse la valvola finale non dovrà mai fornire tutta la potenza e che alle frequenze più elevate l'induzione diminuisce.

APPENDICE I

Lo schema equivalente di uno stadio di amplificazione finale, alle frequenze basse risulta essere in definitiva quello di fig. 6. Per lo studio del comportamento del cir-

cuito al variare di f si considerano le correnti circolanti nei vari rami giacchè, come è noto, la resa acustica di un altoparlante è proporzionale alla corrente nella bobina mobile.

Essendo $a = \frac{i}{i_{max}}$ il rapporto tra la corrente nella bobina mobile per una frequenza qualsiasi e la corrente massima che si verifica per $j\omega L_p >> n^2 Z_L$, si ha infine

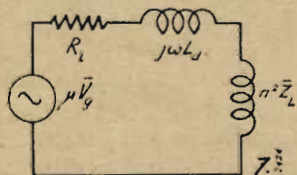
$$a = \frac{(R_i + n^2 Z_L)\, j\omega L_p}{(R_i + n^2 Z_L)\, j\omega L_p + R_i n^2 Z_L}$$

la quale per Z_L reale (resistivo) diventa

$$a = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{n^2 Z_L}{\omega L_p}\right)^2 \frac{1}{1 + \left(\frac{n^2 Z_L}{R_i}\right)^2}}}$$

Il valore di a in % è stato tracciato in fig. 1 in funzione di $\frac{n^2 Z_L}{\omega L_p}$ avendo preso come parametro il rapporto $\frac{R_i}{n^2 Z_L}$.

APPENDICE II

Lo schema equivalente di uno stadio di amplificazione finale alle frequenze elevate risulta essere in definitiva

quello di fig. 7. Tenendo presenti le considerazioni svolte nell'Appendice I, e ponendo $L_d = L_{d_1} + n^2 L_{d_2}$, si avrà i_{max} per $\omega L_d << (n^2 Z_L + R_i)$.

Allora avremo

$$a = \frac{i}{i_{max}} = \frac{R_i + n^2 Z_L}{R_i + n^2 Z_L + j\omega L_d}$$

In questo caso non si può considerare Z_L esclusivamente resistiva; una buona approssimazione si ha ponendo Z_L formata di una parte reale e di una parte immaginaria eguali fra loro, sicchè

$$\bar{Z}_L = \frac{Z_L}{\sqrt{2}}(1 + j).$$

Si ha allora infine

$$a = \frac{\sqrt{1 + \left(1 + \frac{R_i\sqrt{2}}{n^2 Z_L}\right)^2}}{\left(1 + \frac{R_i\sqrt{2}}{n^2 Z_L}\right) + \left(1 + \frac{\omega L_d\sqrt{2}}{n^2 Z_L}\right)^2}$$

In fig. 2 è stato tracciato a in % in funzione di $\frac{\omega L_d}{n^2 Z_L}$ avendo preso come parametro il rapporto $\frac{R_i}{n^2 Z_L}$.

APPENDICE III.

Quando un avvolgimento con nucleo di ferro è percorso da corrente continua e da corrente alternata, esiste un certo valore ottimo di traferro col quale si ottiene il massimo valore di induttanza. Un semplice metodo per determinare, in un dato caso, il valore ottimo di traferro è stato sviluppato da Hanna (1).

Indicando con

$\mu = \frac{B}{H}$ la permeabilità normale del ferro,

$\Delta\mu = \frac{\Delta B}{\Delta H}$ la permeabilità differenziale,

N_1 il numero di spire,

l_f la lunghezza media del circuito magnetico (cm),

l_a la lunghezza del traferro (cm),

I la corrente continua (amp),

$V = S l_f$ il volume del ferro (cm³)

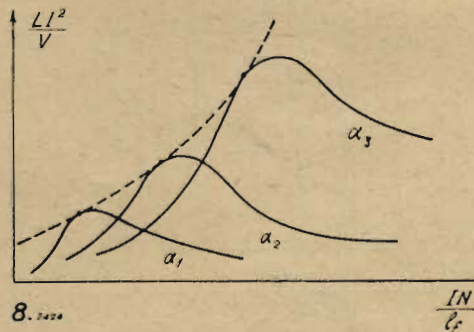
$\alpha = \frac{l_a}{l_f}$

per la magnetizzazione con corrente continua, si trova

$$\frac{I N_1}{l_f} = \frac{B}{0{,}4\pi}\left(\frac{1}{\mu} + \alpha\right)$$

e per la corrente alternata

$$\frac{L I^2}{V} = \frac{B^2}{0{,}4\pi} \frac{\left(\frac{1}{\mu} + \alpha\right)^2}{\frac{1}{\nabla\mu} + \alpha} 10^{-8}$$

Per un dato tipo di ferro, essendo noti μ e $\Delta\mu$ in funzione di B, si possono tracciare varie curve di $\frac{LI^2}{V}$ in funzione di $\frac{IN_1}{l_f}$ per diversi valori di α (fig. 8). L'inviluppo

di queste curve (indicato nel grafico di fig. 4 per il ferro con 4% di silicio) permette quindi la soluzione del problema della ricerca del valore più favorevole del traferro in funzione dei vari elementi caratteristici dell'avvolgimento.

★

Nota. - 1) *Journal of the American Institute of Elec. Eng.*, 46, 1927.

Al prossimo numero :

La descrizione, corredata di schemi e fotografie, di un interessante : "Misuratore universale provavalvole-selettore,, di U. Disnan.

SUL RONZIO CAUSATO DALLA PERDITA DI ISOLAMENTO TRA CATODO E FILAMENTO DELLE VALVOLE —— [El.]

2414

La mancanza di isolamento tra il filamento e il catodo di una valvola alimentata a corrente alternata, può produrre del ronzio in misura inaccettabile quando la valvola è seguita da considerevole amplificazione. Anche i circuiti di alta frequenza sono soggetti a ronzio dovuto a questa causa nel caso in cui il disturbo può modulare il segnale di alta frequenza.

La causa principale di questo ronzio è una lieve dispersione di corrente tra il filamento e il catodo. Il passaggio di questa corrente atraverso la resistenza di autopolarizzazione fa sì che una tensione di ronzio venga applicata tra la griglia e il catodo della valvola.

E' stato dimostrato che la corrente di dispersione è un fenomeno essenzialmente di emissione termoionica, e che il suo passaggio è dovuto alle cariche negative (elettroni) e alle cariche positive (ioni positivi) che vanno dalla guaina isolante del filamento al supporto del catodo. La capacità tra il filamento e il catodo essendo dell'ordine di 10 pF, è troppo piccola per costituire un passaggio di corrente alla frequenza del ronzio.

Se il filamento ha un potenziale variabile rispetto agli altri elettrodi, ciò può essere causa di ronzio per lo stesso fenomeno in seguito all'emissione di cariche elettriche verso quelli elettrodi.

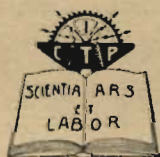
Il ronzio dovuto a questa causa si presenta molto frequentemente in quegli amplificatori di bassa frequenza che hanno una polarizzazione di grigfilia minore della tensione massima esistente tra filamento e massa. Le cariche emesse verso la griglia attraversano il circuito esterno di griglia per andare a massa, e la caduta di tensione in questo circuito produce il ronzio.

La corrente di dispersione tra catodo e filamento è generalmente una forma molto distorta quando la tensione di alimentazione è sinusoidale. Cioè sono presenti armoniche della tensione di alimentazione, alle quali l'altoparlante risponde con pieno rendimento. In normali condizioni di funzionamento, l'impedenza del circuito di dispersione è molto maggiore in corrente continua che in corrente alternata. Il rapporto può essere dell'ordine di 1000 a 1. Questo è una conseguenza del fatto che con un potenziale costante (c. c.) applicato tra filamento e catodo la corrente diminuisce col tempo, e quando il potenziale è invertito la corrente inizia con un valore piuttosto elevato per diminuire ancora col tempo. In questa discussione il termine corrente di dispersione si riferisce esclusivamente, se non diversamente specificato, alla componente a corrente alternata.

Le caratteristiche della dispersione variano notevolmente in quanto la corrente può essere costituita sia dall'emissione di sole cariche negative, sia di sole cariche positive oppure anche di una combinazione di ambedue. La dispersione è di solito instabile e diminuisce o aumenta con l'uso.

L'impedenza del circuito interno di dispersione è sempre molto maggiore di ogni impedenza esterna sulla quale il ronzio viene sviluppato. Pertanto in casi pratici la tensone di ronzio varia direttamente con l'impedenza di circuito attraverso il quale passa la corrente di dispersione, e può essere calcolata in base alla corrente di dispersione

in corto circuito. La corrente di dispersione varia da 0 a 3 μA (c. a.) per filamenti a 6,3 volt funzionanti a tensione normale e con tensione esterna nulla nel circuito del catodo. Il prodotto di questa corrente per l'impedenza (alla frequenza di rete) del gruppo di polarizzazione catodica è la tensione di ronzio. Ad esempio consideriamo che la corrente di dispersione di una 6F5 sia 2 μA e che la valvola, funzionante come amplificatrice, abbia una resistenza di autopolarizzazione di 3000 ohm bloccata da un condensatore di 0,1 μF. L'impedenza del circuito catodico a 60 Hz è di circa 3000 ohm e la caduta di tensione o ronzio è di 6 mvolt. Con un condensatore di 5 μF l'impedenza scende a 520 ohm e la tensione di ronzio è allora di 1 mvolt. Se il segnale d'ingresso massimo è in quella valvola di 0,1 volt, il ronzio in questo ultimo caso è a —40 db. Se la corrente di dispersione fosse invece di 0,2 μA il ronzio si troverebbe a —60 db.

L'effetto prodotto sul ronzio dalla presenza di una tensione alternata tra filamento e massa viene determinato con l'uso del diagramma di figura 1. La corrente di dispersione varia con la radice cubica della tensione totale

presente del circuito. Parte di questa tensione è interna, dipendente dalla tensione di filamento e dalle caratteristiche di dispersione, ed il resto è la tensione alternata tra filamento e catodo. La tensione interna varia a seconda delle valvole e per indicare quindi in modo appropriato la dispersione di una valvola è necessario dare la corrente di dispersione senza alcuna tensione alternativa esterna e la tensione alternativa esterna necessaria per raddoppiare detta corrente. Ogni curva del diagramma è tracciata per la tensione che raddoppia la corrente. La media per la maggior parte delle valvole è 25 volt. Prendendo questo valore per applicarlo all'esempio precedente, si può determinare l'aumento di ronzio prodotto dalla presenza di una tensione esterna tra filamento e catodo di 3 volte quella di accensione, cioè 18,9 volt. Interpolando tra le curve relative a 20 e 30 volt, all'ascissa 18,9 corrisponde un'ordinata che indica che il ronzio è il 185 % del valore precedente.

La corrente di dispersione aumenta rapidamente con la temperatura, come avviene per tutti i fenomeni di emissione termoionica. Un aumento del 6 % circa nella tensione di accensione raddoppia il ronzio; una variazione dell'1 % in detta tensione produce una variazione di circa 1 db nel ronzio, quando questo è dovuto interamente alla corrente di dispersione.

La corrente istantanea di dispersione misurata con tensioni continue raggiunge un punto di saturazione con l'aumentare della differenza di potenziale tra catodo e filamento. Questo fatto rende possibile la riduzione del ronzio in ogni valvola a valori molto piccoli col polarizzare il filamento rispetto al catodo in modo tale che il potenziale tra i due elettrodi non si inverta mai. Il ronzio raggiunge un massimo con piccolo potenziale (talvolta positivo e tal volta negativo) tra catodo e filamento.

Condizioni di funzionamento che riducono al minimo il ronzio — I filamenti non devono funzionare con tensioni superiori a quella stabilita poichè il ronzio raddoppia con il 6 % di aumento della suddetta tensione.

Se vengono usati i circuiti di autopolarizzaizone, l'impedenza di questi alla frequenza di rete deve essere la più bassa possibile. Ciò viene ottenuto con l'uso di basse resistenze e condensatori di elevata capacità; condizione tanto più importante nei primi stadi di amplificatori ad elevata amplificazione. L'uso di polarizzazione fissa evita questa causa di ronzio.

Le valvole che hanno una dispersione relativamente piccola danno luogo spesso a ronzio quando vengono usate come rivelatrici per caratteristica di placca, poichè per esigenze di funzionamento la resistenza sul catodo è elevata ed il condensatore è di piccola capacità. Il miglior metodo per evitare in questo caso l'inconveniente del ronzio consiste nel disporre il circuito in modo da collegare il catodo a massa.

Nei circuiti aventi i filamenti collegati in serie, la valvola più critica al ronzio deve essere collocata vicinissima alla massa. Nel caso di ricevitori ad alimentazione universale si tratta in genere della valvola rivelatrice. La seconda valvola da mettere col filamento vicino alla massa è la convertitrice allo scopo di evitare il ronzio di modulazione (non dovuto in questo caso alla corrente di dispersione).

Quando viene usato un trasformatore di alimentazione il ronzio può essere ridotto mettendo a massa il centro dell'avvolgimento di accensione.

Il ronzio può essere ridotto a valori trascurabili con l'uso di un potenziale di polarizzazione tra filamento e catodo, di valore tale da evitare l'inversione della tensione. Questa condizione si verifica nei rivelatori ad impedenza infinita ed in alcuni circuiti con carico sul catodo.

Il ronzio risultante dall'emissione di cariche dal filamento verso altri elettrodi viene ridotto diminuendo la temperatura del filamento, come pure mantenendo bassa l'impedenza dei circuiti degli elettrodi incriminati e mantenendo gli elettrodi stessi costantemente polarizzati rispetto al filamento.

Una riduzione efficace del ronzio complessivo di un ricevitore viene ottenuta molte volte con circuiti di bilanciamento o di compensazione.

Nell'applicare questo sistema, la dispersione tra filamento e catodo non deve essere considerata come elemento di bilanciamento, essendo essa troppo variabile. I due seguenti metodi di prova sono stati ripetutamente trovati adatti per la ricerca delle cause del ronzio:

Il ronzio di dispersione viene ricercato con un condensatore di 30 μF o con una batteria di tensione uguale alla polarizzazione catodica. Collegando il condensatore o la batteria ai capi del circuito di polarizzazione, con positivo sul catodo, una notevole riduzione di rônzio indica che la causa risiede nella corrente di dispersione.

La prova per il ronzio dovuto all'emissione elettronica dal filamento verso la griglia consiste nello staccare l'accopiamento con la valvola precedente. Se il ronzio non diminuisce mettere a massa la griglia. L'emissione dal filamento alla griglia è allora indicata dallo sparire del ronzio.

CIRCUITI INVERTITORI DI FASE

Spalvieri

2422/6

Allo scopo di economizzare e semplificare la costruzione di radioricevitori e di amplificatori sono state da tempo eseguite delle ricerche per eliminare il trasformatore di ingresso necessario per il funzionamento di stadi amplificatori con valvole in opposizione, il quale risulta sempre di costruzione ingombrante, suscettibile di captare ronzio e di dare distorsione lineare. Non vi è dubbio oggi circa la possibilità di

realizzare trasformatori che non abbiano tali inconvenienti, ma essi risultano molto più costosi di alcune resistenze e di un'altra valvola. L'uso corrente di valvole di potenza a fascio elettronico ed elevata sensibilità e della reazione negativa, per ovviare gli effetti della risonanza del mobile, dell'altoparlante e di altre deficienze comuni nella produzione di serie, ha messo in primo piano il problema di ottenere una inversione di fase che elimini lo sfasamento introdotto dal trasformatore di di ingresso degli stadi in opposizione, nei quali il difetto è particolarmente evidente.

Teoricamente un invertitore di fase deve trasformare il segnale di ingresso in due segnali di ampiezza identica e sfasati di 180° esatti, senza introdurre distorsione nella forma d'onda. In pratica la perfetta inversione di fase viene raramente ottenuta; infatti essa non è strettamente indispensabile, poichè l'orecchio non è capace di rivelare delle piccole differenze di fase o di ampiezza esistenti tra i due segnali di ingresso di uno stadio in opposizione. Queste note sono state scritte per mettere in evidenza vantaggi ed inconvenienti dei più comuni tipi di circuiti per l'inversione di fase e per esporre un nuovo schema che, pur non avendo carattere di originalità, viene esaminato per le sue eccellenti caratteristiche.

Il circuito più semplice e più usato per ottenere l'inversione di fase è quello di fig. 1. Il segnale viene applicato alla griglia di V_1; da questa amplificato si trova al punto B al quale è collegata la griglia di una delle valvole in opposizione. Parte di questo segnale viene applicata alla griglia della valvola V_2; R_2 può essere determinato per mezzo della formula

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = A_2$$

dove A_2 è l'amplificazione dello stadio V_2. R_3 si presume sia uguale a R_1+R_2. Le tensioni utili per le due valvole in opposiizone, E_{g_1} e E_{g_2}, sono eguali, in opposizione di fase e possono essere rappresentate da $E_1 \, A_1$, essendo A_1 l'amplificazione di V_1.

Nei riguardi della fase relativa dei due segnali non vi ha alcun dubbio che l'opposizione esiste tra i punti B e D, ma una piccola deviazione esiste invece tra i punti D ed E prodotta da C_2 ed R_3. Questa può essere corretta con l'aggiunta di una seconda rete di

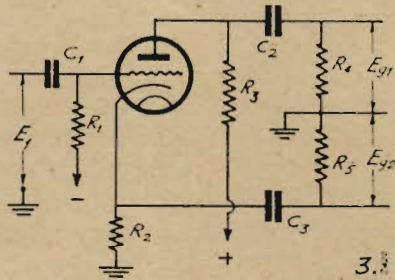
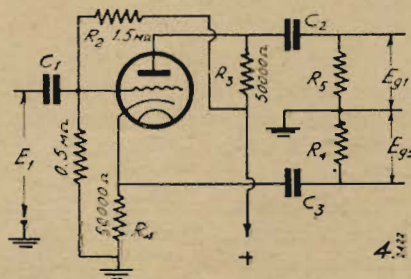
sfasamento, C_3 e R_4. Per quanto questa deviazione possa essere piccola, tuttavia nei casi in cui sia necessario applicare una forte reazione negativa, essa costituisce una limitazione al massimo valore di reazione applicabile. Il principale inconveniente di questo circuito consiste nel fatto che variazioni di caratteristiche della valvola V_2 possono produrre distorsioni per disuguaglianza tra le due tensioni applicate allo stadio in opposizione. Il vantaggio principale

consiste invece nel fatto che l'amplificazione ottenuta dal circuito di inversione è quella normale ricavabile da un comune stadio di amplificazione a resistenza. Molti schemi sono derivati da quello ora esaminato; essi si differenziano nei particolari (ad esempio valvole diverse per V_1 e V_2 oppure una unica valvola doppia) ma il principio e le considerazioni per esso svolte si conservano.

Un circuito che permette l'inversione della fase con una sola valvola è indicato in fig. 2. Il principale inconveniente qui sta nella necessità di applicare il segnale di ingresso tra due punti che sono a potenziale elevato rispetto alla massa. Differenze di capacità esistenti tra questi punti e la massa disturbano l'uguaglianza dei segnali applicati alle griglie dello stadio seguente. Le tensioni di uscita dello stadio di inversione sono date da:

$$E_{g1} = E_{g2} = \frac{1}{2} A E_1$$

R_3 ed R_4 sono eguali. La tensione di polarizzazione per il catodo della valvola è ricavata ai capi della resistenza R_2, bloccata, come è usuale, dal condensatore C_2.

Questo schema può essere migliorato introducendo il segnale di ingresso tra griglia e massa, allo scopo di eliminare l'inconveniente su accennato. Allora la reazione negativa che viene introdotta attraverso la resistenza R_2 riduce l'amplificazione dello stadio praticamente a 1. Nei riguardi del costo questa risulta una soddisfacente soluzione, poichè, esclusione fatta del condensatore di ingresso C_1 e dei due condensatori di uscita C_3 e C_4, che sono comuni a tutti questi circuiti, vengono impiegati una valvola, quattro resistenze ed un condensatore elettrolitico a bassa tensione.

Fin dal 1937 è stato pubblicato il circuito di fig. 3 che è essenzialmente identico a quello ora esaminato. In questo caso la tensione di polarizzazione della valvola viene ricavata da una presa del partitore di tensione. Nell'ipotesi che il partitore venga già impiegato nel ricevitore o amplificatore per altre

esigenze, i componenti dell'invertitore di fase si riducono alla valvola ed a tre resistenze; non è però escluso che sia necessario un certo filtraggio nel circuito di griglia. La valvola usata per questo circuito era la 76 con $R_2 = R_3 = 25000$ ohm. La tensione d'uscita era circa $E_{g1} = E_{g2} = 0{,}8\ E_1$. Ponendo invece $R_2 = R_3 = 50000$ ohm si avevano le due tensioni di uscita eguali alla tensione di ingresso.

In figura 4 il circuito di figura 2 ha subito una ulteriore semplificazione; sono necessari la valvola e quattro resistenze. $R_3 = R_4 = 50000$ ohm. R_1 che rappresenta l'impedenza di ingresso dello stadio, è 0,5 Mohm. R_2 è scelta per fornire l'adatta tensione di polarizzazione alla griglia della valvola; con il valore dato per gli altri componenti essa deve avere 1,5 Mohm. Questo valore non è critico affatto. Indipendentemente dal tipo di valvola usato, l'uscita dello stadio è sempre la stessa ed è uguale all'ingresso. La valvola può essere una 6F5 oppure una 6J7 collegata come triodo. Una leggera deviazione di fase si ha tra le due tensioni di uscita; essa sembra dovuta alla capacità esistente tra il catodo ed il filamento della valvola. In pratica essendo la deviazione di soli 2° a 8000 Hz, l'inconveniente non è preoccupante. Esso potrebbe essere corretto diminuendo la resistenza di griglia collegata verso il lato placca dello stadio di inversione; ma questo provvedimento introduce altre difficoltà non trascurabili. Per l'esatta eguaglianza tra le due tensioni di usci-

ta. R_3 e R_4 dovrebbero essere quanto più possibile identiche.

Con una tensione di alimentazione anodica di 200 volt la corrente anodica nella valvola di inversione è di circa 1,0 mamp. Perciò il catodo si trova a 50 volt positivi rispetto a massa. Il partitore R_2. R_1 applica 50 volt positivi alla griglia della valvola. La corrente anodica aumenta in misura tale da stabilire una polarizzazione negativa sulla griglia di circa 4,5 volt; non è necessaria alcuna operazione di aggiustamento delicato giacchè il circuito si regola automaticamente fino a raggiungere il punto di lavoro suindicato. Le misure hanno mostrato che con una tensione di alimentazione anodica di 250 volt si possono avere all'uscita 45 volt eff. con il 2% di distorsione; più che sufficienti per eccitare un paio di 45 che richiedono circa 39 volt eff. Poichè lo stadio di inversione non amplifica, è necessario uno stadio di preamplificazione che può essere costituito da una 6R7 con 0,25 Mohm di carico anodico.

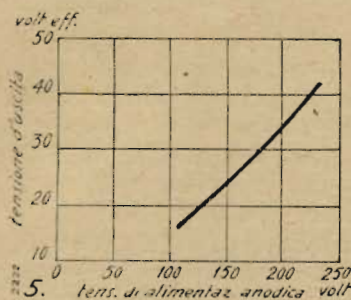



Fig. 5.

La figura 5 mostra come varia la tensione di uscita di uno stadio siffatto di inversione con valvola 6J5, al variare della tensione di alimentazione, mantenendo costante al 2% la distorsione.

Poichè sulla griglia della valvola di inversione sono presenti 50 volt positivi, si ha la possibilità di sfruttare questa tensione per l'alimentazione anodica dello stadio precedente collegandolo direttamente. Normalmente questa valvola di preamplificazione viene collegata alla griglia dell'invertitore per mezzo di un condensatore, il che comporta l'impiego di una resistenza di carico separata nonchè una adatta rete di filtraggio, con altra resistenza ed altro condensatore. Ciò si è dimostrato superfluo poichè la placca di una 6F5 può essere collegata direttamente alla griglia della 6J5 con notevole miglioramento delle caratteristiche generali di funzionamento, particolarmente nel caso in cui si voglia applicare reazione negativa. La resistenza di autopolarizzazione della prima valvola è evidentemente il punto in cui viene applicata la reazione negativa. Il circuito completo di un amplificatore con questo sistema è mostrato in figura 6. La resistenza del partitore nel circuito di griglia dell'invertitore di fase è stata ridotta a 1 Mohm poichè in essa circola anche la corrente anodica della 6F5.

Fig. 6.

Senza reazione negativa è necessario all'ingresso un segnale di 0,44 volt per il sovraccarico dello stadio finale con 6L6. Con 17 db di reazione negativa la tensione richiesta per la massima uscita sale a 3,1 volt. Nello schema mostrato, avente un trasformatore di uscita con due secondari per 500 ohm, la resistenza di reazione negativa, R_r, deve avere 240000 ohm per 10 db di reazione, 100000 ohm per 17 db, 68000 ohm per 20 db, 52000 ohm per 22 db e 36000 ohm per 24 db. L'amplificatore è perfettamente stabile con 22 db di reazione. All'inizio della sua costruzione esso aveva come accoppiamento tra prima e seconda valvola il circuito convenzionale, col quale si aveva instabilità con soli 17 db di reazione.

Si noti che i due secondari del trasformatore di uscita sono stati collegati in parallelo allo scopo di ridurre le reattanze disperse nel trasformatore e poter aumentare la reazione negativa. L'amplificatore ha complessivamente 60 db di amplificazione, se collegato con un generatore avente 100000 ohm di impedenza di uscita. La risposta si mantiene lineare da 30 a 13000 Hz e la potenza è di circa 20 watt con il 2% di distorsione totale.

●

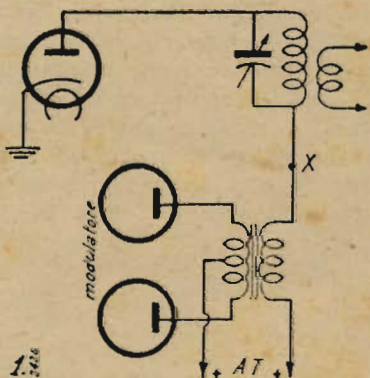
LA SOVRAMODULAZIONE NEI COMPLESSI DILETTANTISTICI

2426

V. Parenti

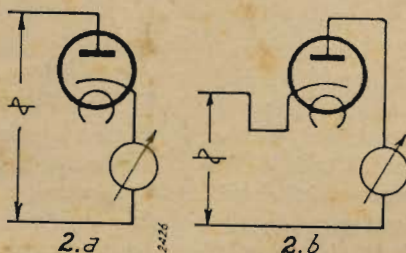
Molti dei difetti che si riscontrano nelle emissioni dilettantistiche sono dovuti a diversi fattori raggruppabili sotto la generica definizione di « difetti di modulazione ».

Fra i molti elementi che concorrono alla soluzione del delicato problema della modulazione ve n'è uno, quello della sovramodulazione, che molte volte non viene considerato nella sua effettiva importanza sebbene a questo fenomeno debbano attribuirsi molti dei disturbi che si notano nelle gamme R. D., e sebbene esso debba assolutamente evitarsi influenzando, in maniera ragguardevole, la qualità della onda emessa.

Crediamo quindi di far cosa grata ai radianti italiani, trattando per loro, nelle note che seguono, della detta sovramodulazione.

Consideriamo uno stadio modulato di placca per tensione (fig. 1). Con questo sistema l'ampiezza della onda emessa viene variata per mezzo della tensione di B. F. fornita dal modulatore; più precisamente le punte positive della tensione a B. F., presenti nel secondario del trasformatore di modulazione, si sommano con la tensione continua applicata alla placca dello stadio modulato, determinando un aumento della tensione stessa e quindi una maggiore ampiezza della tensione a R. F. dato appunto che la resa ad A. F. è funzione (classe C) della tensione applicata all'anodo. Il contrario avviene con le punte negative di B. F.

L'onda portante viene diminuita nella sua ampiezza e lo « strozzamento » relativo può giungere fino ad interrompere completamente la portante. E' questo appunto il caso della sovramodulazione, caso che quindi si verifica ogni qualvolta si superi il 100% di modulazione.

Come evitare tutto questo?

La soluzione è intuitiva: diminuendo (manualmente od automaticamente) la resa del modulatore. Per poter far questo occorrono innanzitutto dei dispositivi che indichino all'operatore che egli « lavora » in queste particolari condizioni.

I dispositivi rispondenti allo scopo possono essere raggruppati in 3 grandi categorie:

1) modulometri, 2) oscilloscopi, 3) indicatori delle punte negative di sovramodulazione.

Nel presente articolo tratteremo degli indicatori delle punte negative di sovramodulazione nonchè del CAM (controllo automatico di modulazione).

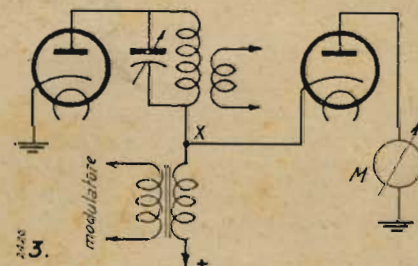
Indicatori delle punte negative di sovramodulazione.

Essi risultano composti da un diodo raddrizzatore e da un indicatore di tensione che può essere od un milliamperometro od un occhio elettrico.

Per comprendere il funzionamento del circuito ricordiamo che, con un diodo ed un milliamperometro disposti come in figura 2*a*, la corrente circola solo allorquando la placca risulta positiva, mentre con la disposizione di fig. 2*b* si ha un passaggio di corrente allorquando il catodo è ad un potenziale negativo rispetto all'anodo.

Il funzionamento dell'indicatore di s.m. di fig. 3 (dovuto a W8AGW) risulta ora evidente.

Allorquando le punte negative del modulatore eccedono il 100%, il punto X, e conseguentemente il catodo del diodo, diventano negativi e si ha nel diodo un passaggio di corrente (figura 2*b*) con conseguente deviazione dell'ago del milliamperometro.

Il consumo del milliamperometro deve aggirarsi tra 1/10 mA.: consigliabile un tipo da 1 mA. con equipaggio alquanto robusto e provvisto di una certa inerzia.

Bisogna porre una certa attenzione nell'isolamento catodo-filamento e quindi all'isolamento secondario-primario del trasformatore di accensione, considerando che la massima tensione presente è all'incirca eguale al doppio della tensione continua applicata all'anodo.

Con tensioni non troppo elevate (500 volt) si può utilizzare la sorgente comune di accensione delle altre valvole.

Valvole adatte sono naturalmente tutte le raddrizzatrici, mentre per tensioni elevate indichiamo come adatte la 836, 866, 879, etc.

Noi abbiamo usato con ottimi risultati, come diodi, vecchi triodi quali la 27, 56, 2A3, senza notare alcun difetto fino a tensioni dell'ordine di 700-750 volt.

continua

DALL'AERE0 ALL'ALTOPARLANTE

(1)

2427

Come funziona un radioricevitore

G. Coppa

1.

Il funzionamento di un ricevitore a cristallo.

Si inizia con questa prima puntata una nuova rubrica attraverso alla quale si vuol dare una esauriente spiegazione del funzionamento di tutte le parti di un ricevitore, dall'aero all'altoparlante.

L'indirizzo di questa serie di descrizioni ha un carattere prevalentemente pratico, ma anche le nozioni teoriche più importanti non vengono trascurate cosicchè quando il lettore si è reso conto del funzionamento di un organo è messo in grado di progettarlo e di realizzarlo.

Tutti potranno facilmente seguire questa nuova rubrica purchè siano in possesso delle nozioni più elementari di aritmetica e siano disposti a prestare la maggiore attenzione a ciascun passo delle descrizioni integrando gli sforzi dell'espositore con una paziente e seria meditazione.

A) Come vengono captate le radioonde.

E' qui inutile entrare in merito alle teorie tendenti a spiegare come e con quali mezzi avvengano manifestazioni elettriche e magnetiche a distanza.

Si sa che se ad un corpo elettrizzato (per esempio strofinandolo con un panno di lana) si pone in vicinanza (non in contatto) un secondo corpo pure elettrizzato, fra i due si manifestano azioni di attrazione o di repulsione a seconda che le polarità elettriche dei due corpi siano contrarie (un + e un —) oppure coincidenti (un + e un + oppure un — e un —).

Non è a dire che queste azioni si compiano servendosi quale mezzo agente dell'aria, perchè esse si compiono ugualmente anche in ambienti privi di aria.

La stessa cosa si può dire di corpi magnetizzati (ferro, acciaio, ghisa, nikel).

Diremo qui solamente che, mentre esiste una teoria che vorrebbe ammettere le azioni a distanza senza alcun mezzo che serva a porre in relazione gli elementi fra i quali si manifesta l'azione, un'altra teoria ammetterebbe l'esistenza di un «fluido», di un «gas» in parole più povere di costituzione molecolare così sottile da passare liberamente attraverso ai larghi spazi intermolecolari o interatomici dei corpi materiali comuni, da non andare soggetto alla gravità (ossia alle leggi del peso) e da sfuggire in una parola a tutte le nostre possibilità di controllo diretto.

Questa seconda teoria, sebbene non vi sia per noi alcuna ragione particolare per preferirla alla prima, potendo dare un senso più concreto alla descrizione dei fenomeni può esserci più utile per la comprensione di questi.

Per entrare in argomento ci varremo anche noi di una analogia e precisamente del classico esempio del sasso buttato nel centro di un laghetto tranquillo.

Come è noto, un perturbamento dello stato di quiete della superficie dell'acqua, dà luogo ad una serie di onde concentriche che si dipartono dal punto perturbato con velocità uniforme.

Se si tratta semplicemente di un sasso buttato nell'acqua, cessata la serie di onde queste non si rinnovano più, quindi vengono a costituire un «treno di onde smorzate»; se si tratta invece di un moto continuaitvo, come quello prodotto dal dibattersi di un animale che nuoti, le onde si susseguono alle onde per tutto il tempo che dura il moto che le genera. In quest'ultimo caso le onde persistono nel tempo e quindi sono dette «onde persistenti».

Quando queste onde investono un punto qualsiasi del lago esse sono in grado di esercitare una azione meccanica (esempio lo spostamento ritmico di una pianticella semi-sommersa) che dura tutto il tempo nel quale le onde sono presenti.

La rapidità con cui le onde si susseguono dipende dal numero di colpi che percuotono l'acqua durante l'unità di tempo (ossia in un m'') ossia dalla «frequenza» dei colpi stessi.

Fra la cresta di un'onda e la successiva vi è una certa distanza, ben misurabile, che è in stretto rapporto con la predetta «frequenza» detta distanza prende il nome di «*lunghezza d'onda*». E' facilmente dimostrabile che la lunghezza d'onda è data dalla velocità di propagazione divisa per la frequenza. Più precisamente più alta è la frequenza e più piccola è la lunghezza d'onda. La velocità di propagazione è invece costante.

Non molto diversamente succede con le radio onde.

Invece che di una sollecitazione meccanica l'etere ha bisogno di una sollecitazione elettrica o magnetica (o in entrambi i modi). Non essendo l'etere una superficie stagnante ma un mezzo ambiente, le onde non si propagano circolarmente su di una superficie piana ma sfericamente intorno al punto eccitato assumendo nello spazio l'aspetto di tante sfere concentriche crescenti di diametro con velocità uniforme.

La velocità con cui le radio onde si propagano è uguale a quella con cui si propaga la luce, ossia 0,3 milioni di chilometri al minuto secondo (300.000 chilometri).

Anche qui, la *lunghezza d'onda* (il cui simbolo è λ) è data dalla velocità di propagazione divisa per la frequenza ossia:

$$\text{lunghezza d'onda } (\lambda) \text{ in km} = \frac{300.000}{\text{frequenza (f)}}$$

Se una radio onda investe un corpo non produce su di esso una sensibile sollecitazione meccanica ma una sollecitazione elettrica, capace di agire sulle particelle libere di elettricità (dette elettroni) che si trovano nel corpo stesso.

Anche qui, se la lunghezza d'onda λ è nota, si può trovare la frequenza con cui gli elettroni sono sollecitati a spostarsi alternativamente, infatti:

$$\text{frequenza (f)} = \frac{300.000}{\text{lungh. d'onda } (\lambda)}$$

$$\text{ossia: } \lambda = \frac{300.000}{f}$$

Se si vuole esprimere λ in metri si deve esprimere anche la velocità di propagazione in metri che diventa allora 300 milioni metri, numero questo che si può scrivere sotto forma di potenza infatti:

$$300.000.000 = 300 \times 10^6$$

(notare che i 6 zeri sono stati sostituiti con 10^6).

B) Risonanza elettrica dell'aereo

Se in un punto qualsiasi della sponda del nostro laghetto immaginario esiste una fenditura del terreno piena d'acqua e comunicante con il laghetto, le onde provenienti dal centro di questo entreranno nella stretta insenatura e la percorreranno per tutta la sua lunghezza.

Quando le onde avranno raggiunto il fondo della insenatura urteranno contro la parete che la chiude indi ripercorreranno l'insenatura medesima in senso opposto (onde riflesse).

All'imbocco della insenatura (come lungo la medesima) le onde riflesse incontreranno delle onde dirette, sopraggiunte in seguito e potranno sommarsi od opporsi a queste, ciò sarà dipeso dalla lunghezza delle onde e dalla lunghezza della insenatura. Se la seconda è un multiplo esatto della prima, all'atto della entrata di un'onda nella imboccatura un'onda riflessa esce e l'incontra innalzando il livello dell'onda stessa e rafforzando così il movimento ondulatorio nell'insenatura.

Se invece la lunghezza della insenatura è un multiplo dispari di semi-lunghezze d'onda, allora l'onda che entra incontra un avvallamento di quella riflessa che esce e ne consegue un effetto di compensazione tendente ad annullare il movimento ondoso nell'insenatura.

Non diversamente si comporta un filo metallico (aereo) disposto lungo il percorso delle radio onde. Infatti il filo metallico si comporta come una conduttura entro la quale le cariche elettriche si possono spostare con la più grande facilità.

Le cariche stesse, messe in moto dalle radio onde scorrono nel conduttore e giunte al suo estremo, non potendo uscirne gli conferiscono una carica elettrica che determina una corrente riflessa in senso opposto.

Se l'aereo è lungo un numero esatto di lunghezze d'onda (ossia un numero pari di semilunghezze d'onda) gli effetti si sommano ed ai capi del conduttore si hanno le massime cariche alternate, se la lunghezza è invece di un numero dispari di lunghezze d'onda, allora gli effetti si annullano reciprocamente e nel conduttore non si riscontra che l'azione debole delle onde principali.

Se l'acqua nella insenatura fosse stata ostacolata nei suoi movimenti da sassi, dalla insufficiente profondità, dalla scabrosità delle pareti dell'insenatura ecc., o in altre parole da ostacoli che offrano «resistenza» ai suoi movimenti, i fenomeni ondosi sarebbero stati pressochè nulli. Così, in un conduttore elettrico, se l'elettricità incontra sul suo percorso degli ostacoli o più precisamente, se il conduttore non è perfetto ed offre ostacolo al passaggio della corrente elettrica cioè offre «*resistenza*», le oscillazioni elettriche non si manifestano o si manifestano in modo molto parziale e limitato.

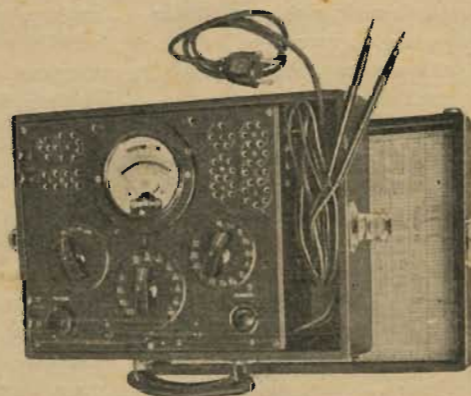
In base a quanto si è detto, è chiaro che onde elettromagnetiche (o radioonde) di una determinata lunghezza d'onda producono i massimi effetti su conduttori di lunghezza corrispondente ad un numero pari di semilunghezze d'onda. Ciò significa in altri termini che se sul cammino delle radio onde si trovano molti conduttori di lunghezze diverse, di essi solo alcuni divengono sedi di oscillazioni intense quelli cioè che si trovano nella predetta relazione di lunghezza rispetto all'onda.

La stazione che emette le onde sarebbe dunque in grado di effettuare la trasmissione con uno dei detti conduttori piuttosto che con un altro semplicemente variando la lunghezza d'onda (ossia la frequenza della corrente che provoca le onde stesse).

Analogamente, se vi sono più stazioni che trasmettono, si può fare in modo di ricevere principalmente le trasmissioni di una sola di esse disponendo di conduttori di lunghezza adattata opportunamente. Per passare da una stazione all'altra basterà modificare la lunghezza del conduttore.

Esiste dunque fra stazione che trasmette e conduttore che riceve una relazione particolare che, per analogia di quanto avviene in acustica prende il nome di «*risonanza*».

In acustica, è noto infatti che quando si canta in prossimità di un pianoforte o di altro strumento a corda le corde che corrispondono alle note formulate con la voce, entrano in risonanza ponendosi a vibrare a loro volta.

Il fenomeno della risonanza elettrica è della più grande importanza nella radiotecnica perchè è appunto mediante esso che è possibile effettuare più trasmissioni

contemporaneamente senza che queste si disturbino a vicenda (basta infatti che siano fatte con lunghezza d'onda differenti) e che è possibile con uno stesso ricevitore ricevere la trasmissione desiderata e non le altre.

Questo fenomeno è stato accentuato mediante l'impiego di organi particolarmente adatti per metterlo in rilievo, essi sono i *circuiti oscillatori* di cui più avanti ci occuperemo. E' pertanto però opportuno a tale punto che si faccia una breve parentesi per vedere un po' più da vicino il comportamento della corrente elettrica in taluni fenomeni.

C) Elettromagnetismo

Se in un conduttore si provoca la brusca migrazione, da un capo all'altro, di uno sciame di elettroni liberi (particelle elettriche che si trovano sempre in qualunque corpo), si ha quella che viene denominata *corrente elettrica.*

Mentre nel conduttore si svolge il passaggio di questi elettroni, intorno al conduttore stesso si produce un campo magnetico.

Questo campo magnetico ha tutte le caratteristiche di quello prodotto dalle calamite o dai poli della terra. Infatti esso agisce sulla bussola facendola deviare, rende calamite temporanee dei pezzi di ferro che vengano posti in sua prossimità ecc. Se gli elettroni si fermano per una ragione qualsiasi nel conduttore, allora anche il campo magnetico che lo circonda scompare ma, nel dileguarsi compie una azione meccanica sugli elettroni tendendo a porli in movimento e restituendo così l'energia di moto che prima aveva a questi sottratta.

Così, ad esempio, se colleghiamo i due capi di un filo di rame (conduttore) ai capi di una pila, nel conduttore si forma istantaneamente una corrente elettrica che lo percorre nel senso della lunghezza e contemporaneamente intorno al conduttore stesso si forma un campo magnetico la cui presenza si rivela facilmente con una bussola.

Se interrompiamo il contatto con la pila, il campo magnetico cessa ma ai capi del conduttore si formano due cariche elettriche opposte (dovute al fatto che gli elettroni sospinti dal campo magnetico che scompare sono sollecitati a scorrere nel conduttore e non potendo uscire da questo si accalcano all'estremità).

Questo fenomeno è noto sotto il nome di « *autoinduzione* » (induzione su sè stesso) ed è tanto più accentuato quanto più è lungo il conduttore.

L'attitudine di un conduttore a produrre l'autoinduzione è misurata da un coefficiente detto « *coefficiente di autoinduzione* » o « *induttanza* » per designare il quale si usa la lettera *L*.

Se il conduttore invece di essere disteso rettilineamente è avvolto a spirale allora tutte le spire contribuiscono a formare un campo magnetico comune e quando questo si estingue agisce contemporaneamente su tutte le spire. E' per ciò che quando un conduttore è avvolto a spirale esso dà luogo a fenomeni di autoinduzione più intensi e viene a possedere quindi un coefficiente di autoinduzione molto più elevato di quello che possiede quando è teso.

L'induttanza di un conduttore avvolto a spirale è tanto più elevata quanto maggiore è il numero delle spire quanto più le spire sono accostate fra di loro e quanto maggiore è il diametro delle medesime.

D) Capacità elettrostatica

Ora che abbiamo visto succintamente il comportamento della elettricità in movimento nei conduttori, diamo uno sguardo al comportamento della stessa quando staziona in questi.

Abbiamo detto che in tutti i corpi esistono particelle elettriche e che la corrente elettrica è precisamente costituita da spostamenti di tali particelle. Di tali particelle, per la verità, ne esistono di due specie e precisamente di negative (elettroni) che sono quelle che si spostano nel conduttore dando luogo alla corrente elettrica, e di positive, che invece rimangono vincolate agli atomi del conduttore. Allo stato normale (stato neutro), essendo le particelle positive e quelle negative di numero uguale, i corpi non manifestano alcuna carica elettrica, ma se si asportano dal conduttore delle particelle negative allora in questo predominano le particelle positive ed il corpo manifesta dunque una carica positiva.

Analogamente, se immettiamo in un conduttore delle particelle negative, allora queste predomineranno sulle positive ed il corpo manifesterà carica negativa. Tale è in sostanza il meccanismo delle cariche elettriche.

Se un corpo è elettricamente carico, ossia in esso predominano ad esempio gli elettroni negativi, l'elettricità che vi è su di esso tende a sfuggire (il che si spiega se si tiene conto che le particelle elettriche di una stessa polarità si respingono fra loro). Ma se il corpo in questione si trova immerso in un ambiente non conduttore di elettricità, allora malgrado questa tendenza ad abbandonare il corpo, gli elettroni rimangono su di esso e costituiscono una carica. Se si pone anche per un istante un corpo allo stato neutro in contatto con quello considerato, allora parte degli elettroni passa al secondo corpo sino a che la loro densità per cm² di superficie diviene uguale per entrambi i corpi. La proporzione nella quale gli elettroni si trasferiscono sul secondo corpo dipende in gran parte dalle caratteristiche geometriche di esso.

Il numero di elettroni che si trasferiscono su di un corpo definisce la « *quantità di elettricità* » o « *carica* » conferita al corpo stesso.

Il numero di elettroni che si trovano su ogni cm² di superficie definisce la « *tensione* » elettrica del corpo.

L'unità pratica di *quantità* di elettricità è il « *Coulomb* » esso corrisponde alla carica di circa 630 mila bilioni di elettroni.

L'unità pratica di « tensione » è il « *Volt* ».

Di due corpi si dice che l'uno ha « *capacità* » doppia dell'alto quando conferendo al primo la stessa carica del secondo (ossia lo stesso numero di elettroni) si ha su di esso una tensione pari alla metà di quella che si riscontra sul secondo.

Più precisamente: la capacità elettrica (C) di un corpo è misurata dal rapporto fra la quantità di elettricità (Q) che staziona su di esso e la tensione (V) a cui detta carica dà luogo in quel corpo:

$$\text{Capacità } C = Q : V$$

La capacità elettrica si misura in « *Farad* ».

La capacità elettrica trova un riscontro in meccanica nella legge dei volumi e delle pressioni. Infatti, se in un recipiente introduciamo aria (che corrisponde alla elettricità nel corpo) si forma una data pressione nel recipiente (tensione nel corpo).

Se la stessa quantità di aria viene introdotta in un recipiente *n* volte più piccolo, in questo si forma una pressione *n* volte maggiore.

Si dice allora che il secondo recipiente ha capacità *n* volte minore del primo.

(continua)

Confidenze al radiofilo

Perdurando, per le attuali contingenze, l'assenza di un buon numero di collaboratori tecnici, dobbiamo limitare, fino a nuovo avviso, il servizio di consulenza a quella sola parte che si pubblica sulla rivista.
Sono quindi abolite le consulenze per lettera, e le richieste di schemi speciali.
Per le consulenze alle quali si risponde attraverso la rivista, sono in vigore da oggi le seguenti tariffe:

Abbonati all'Antenna L. 5
Non abbonati L. 10

Non si darà corso alle domande non accompagnate dal relativo importo.

4610 Ds. - Cabai Remo - Udine

I dati costruttivi delle bobine per l'apparecchio O.C. 135 sono riportati a pag. 25 de l'Antenna anno 1937 in apposita tabellina.
Tenete presente che a pag. 24 sono date tutte le istruzioni necessarie per l'esecuzione dei supporti in cellon per tali bobine. Il condensatore fisso collegato al filamento della WE 23 è a carta da 5000 pF; mentre quello elettrolitico da 10 mF. 30 V. va connesso fra il catodo della WE 27 e la massa e shunta la resistenza da 600 ohm.
Potrete usare una impedenza di alta frequenza Geloso N. 560 ed una di bassa frequenza, pure Geloso, N. Z 198 R.
Le tensioni di alimentazione sono le seguenti: 4 V. c. a. per l'accensione del filamento; 235 V. c. c. per l'anodica.

4611 Ds. - Piccinini Gino - S. Teresa Gallura

Da quanto ancora ci comunicate riteniamo trattarsi di una valvola bigriglia.
La prima e la seconda dicitura stampigliata sul bulbo si riferiscono rispettivamente alla corrente ed alla tensione di accensione del filamento; la terza sicuramente alla tensione anodica ed a quella della griglia ausiliaria.
Potrete realizzare uno dei circuiti descritti dal Dott. De Stefani sul n. 3 de l'Antenna corrente anno.

4612 Ds.- Maestri Luigi - Rubiera

Per potervi dare una risposta esatta sarebbe necessario conoscere anche il senso degli avvolgimenti. Di questi i due maggiori vanno collegati in parallelo assieme ad uno dei capi delle bobinette in serie i cui capi liberi vanno collegati rispettivamente alle prese intermedie delle corrispondenti bobine grandi attraverso i due condensatori fissi.
Se ad ogni modo il motorino non funzionasse provare ad invertire i collegamenti delle varie bobine ad una per volta.

Fare attenzione che gli avvolgimenti siano atti a funzionare con la tensione della locale rete luce (non debbono scaldare eccessivamente e solo dopo prolungato funzionamento); inserire eventualmente un autotrasformatore riduttore.

4613 Ds. - Proietti Genesio - Roma

Si tratta probabilmente di un difetto del potenziometro che conviene quindi sostituire con altro nuovo.
Non possiamo fornire gli schemi industriali richiesti.
Non possediamo i dati delle bobine che vi interessano; li potrete richiedere direttamente alla S. A. Siemens - Sez. Radio - Via Fabio Filzi, Milano.

4614 Ds. - Un dilettante - Alessandria

1) Potete collegare l'altoparlante magnetico in parallelo al primario del trasformatore di uscita con in serie però un condensatore a carta da 2 mF. Per l'inserzione di un secondo dinamico leggete quanto consigliato a pag. 7 e seguenti sul N. 1 dell'Antenna corrente anno. Tenete ad ogni modo presente che per una buona riproduzione la potenza complessiva assorbita dai due dinamici non deve superare quella erogata dalla WE 30.
2) Non è conveniente l'aggiunta dello stadio per non sovraccaricare la valvola finale con conseguenti notevoli distorsioni.
3) Tale modifica aumenta è vero notevolmente la sensibilità dell'apparecchio, ma lo rende anche assai meno selettivo; conviene quindi adottarla solo per le onde corte nelle quali tale difetto è molto meno sentito.

4615 Ds. - Dino Natali - Firenze

I dati della bobina sono esatti e cioè 12 spire avvolte su tubo di mm. 38 devono occupare con la spaziatura mm. 25 di lunghezza.
L'attenuatore potete benissimo costruirlo con la modifica che intendete apportarvi.
La 5ª gamma d'onda non è possibile suddividerla in altre più ristrette a meno di nono usare un variabile con due sezioni separate di cui una di piccola capacità (150 pF. circa), ciò però vi obbligherebbe ad adottare un commutatore d'onda alquanto complicato e che difficilmente trovereste in commercio, non ottenendo poi in pratica alcun vantaggio notevole.
L'uso della 6A8g rende l'oscillatore più stabile; specie nel passare dal funzionamento con modulazione a quello senza non si hanno variazioni di frequenza, cosa che in modo più o meno marcato si manifesta negli altri oscillatori con modulazione sul circuito anodico dell'oscillatore.

La lunghezza dell'avvolgimento di una bobina per onde corte comprende anche la spaziatura fra le spire.
Il circuito dell'ohmetro va bene. Per le letture di 1 Ω occorre aggiungere in parallelo ancora una resistenza da 0,85 ohm; mentre per la lettura di 1 MΩ è necessario inserire una resistenza da 900.000 Ω in serie a quella da 70.000 Ω e contemporaneamente elevare la tensione della batteria da 6 V. a 60 V.

Ricordare che per ogni cambiamento di indirizzo, occorre inviare all'Amministrazione Lire Una in francobolli

S. A. ED. IL ROSTRO
Via Senato 24 - Milano
ITALO PAGLICCI, direttore responsabile
ALGA - Via Moscova 58 - Milano

PICCOLI ANNUNCI

Lire 1,— alla parola; minimo 10 parole per comunicazione di carattere privato. Per gli annunci di carattere commerciale, il prezzo unitario per parola è triplo.

I «piccoli annunzi» debbono essere pagati anticipatamente all'Amministrazione de l'«Antenna».
Gli abbonati hanno diritto alla pubblicazione gratuita di 12 parole all'anno (di carattere privato).

Cerco istrumenti misure radiotecniche stato funzionamento specificando dettagliatamente.

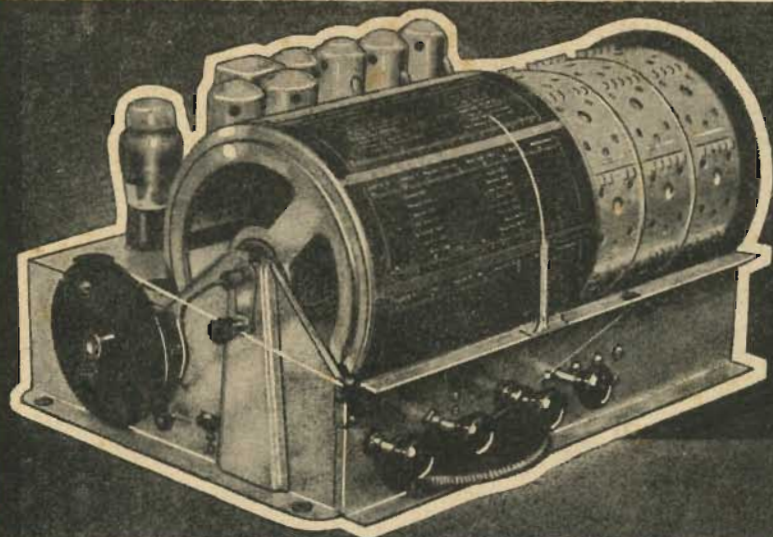
SBISÀ - Ghirlandaio 6 - Trieste

IL
MEGLIO
IN
RADIO
RADIO
MARELLI

IMCARADIO ALESSANDRIA

gli apparecchi più sensibili

la produzione più raffinata

I MODELLI **IMCARADIO**,
DI QUALUNQUE STAGIONE,
SONO SEMPRE AGGIORNABILI
A RICHIESTA, INVIAMO LISTINO
TRASFORMAZIONI

Il Caratteristico chassis
IMCARADIO

Brevetti:
ITALO FILIPPA
DEPOSITATI IN TUTTO IL MONDO